

①⑨ RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①⑪ N° de publication :

2 765 757

(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

②① N° d'enregistrement national :

97 08547

⑤① Int Cl⁶ : H 04 L 27/34 // H 04 B 7/26, H 04 Q 7/20

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 01.07.97.

③⑦ Priorité :

④③ Date de mise à la disposition du public de la
demande : 08.01.99 Bulletin 99/01.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule*

⑥⑦ Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : FRANCE TELECOM SOCIETE ANO-
NYME — FR et TELEDIFFUSION DE FRANCE — FR.

⑦② Inventeur(s) : COMBELLES PIERRE, LACROIX
DOMINIQUE et JALALI ALI.

⑦③ Titulaire(s) :

⑦④ Mandataire(s) : CABINET PATRICE VIDON.

⑤④ PROCEDE ET DISPOSITIF DE MODULATION D'UN SIGNAL MULTIPOORTEUSE DE TYPE OFDM/OQAM, ET
PROCEDE ET DISPOSITIF DE DEMODULATION CORRESPONDANTS.

⑤⑦ L'invention concerne un procédé de modulation d'un
signal multiporteuse de densité $1/(v_0 \cdot \tau_0) = 2$, formé de sym-
boles successifs, comprenant chacun M

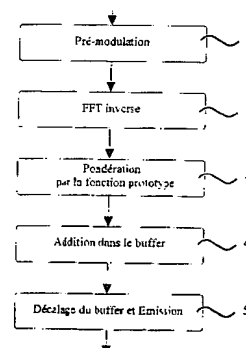
échantillons à émettre, et constitués d'un jeu de 2M fré-
quences porteuses orthogonales au sens réel, l'écart entre
deux fréquences porteuses voisines valant v_0 et l'écart en-
tre les instants d'émission de deux symboles consécutifs,
ou temps symbole, valant τ_0 , chacune desdites fréquences
porteuses étant modulée selon une même fonction prototype
de modulation $g(t)$ présentant une longueur de troncatur-
e de $2L\tau_0$, ledit procédé comprenant, à chaque temps
symbole, les étapes suivantes :

- obtention d'un jeu de 2M coefficients complexes repré-
sentatifs de données à émettre;
- calcul de 2LM combinaisons linéaires à partir desdits
2M coefficients complexes obtenus, les coefficients de pon-
dération utilisés dans cesdites combinaisons étant repré-
sentatifs de ladite fonction prototype $g(t)$, de façon à obtenir
2LM coefficients;

- sommation desdits 2LM coefficients pondérés dans
des emplacements mémoire prédéterminés respectifs
d'une mémoire comprenant 2LM emplacements mémoire
représentant 2L groupes de M sommes partielles distinctes,

de façon à former progressivement, dans lesdits empla-
cements mémoire, sur une durée de $2L\tau_0$, M échantillons à
émettre;

- émission desdits échantillons à émettre.



FR 2 765 757 - A1



**PROCÉDÉ ET DISPOSITIF DE MODULATION D'UN SIGNAL
MULTI PORTEUSE DE TYPE OFDM/OQAM, ET PROCÉDÉ ET
DISPOSITIF DE DÉMODULATION CORRESPONDANTS.**

1 - Domaine de l'invention

5 **1-1 Généralités**

Le domaine de l'invention est celui de la transmission ou de la diffusion de données numériques, ou de données analogiques et échantillonnées, destinées à être reçues notamment par des mobiles. Plus précisément, l'invention concerne la mise en oeuvre de signaux multiporteuses de type OFDM/OQAM. En d'autres termes,
10 l'invention s'applique aux signaux de densité 2, voire plus.

On sait que la modulation multiporteuse présente de nombreux intérêts, notamment lorsqu'elle est associée à un codage correcteur d'erreur et à un entrelacement. On a ainsi retenu la technique COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pour la norme de diffusion audionumérique
15 européenne (DAB) et pour la norme de diffusion de télévision numérique de terre (DVB-T).

La technique COFDM présente un système d'égalisation particulièrement simple, à savoir l'utilisation d'un intervalle de garde, encore appelé préfixe cyclique. Ce dernier permet d'assurer un bon comportement face aux échos, mais
20 au prix d'une perte relativement importante en efficacité spectrale.

Ce problème est notamment discuté dans la demande de brevet française FR-95 05455 (dans laquelle la modulation COFDM est appelée OFDM/QAM). Pour pallier ce problème, ce document de brevet présente une nouvelle technique d'implémentation de modulations multiporteuses de type OFDM/OQAM.

25 On notera que les différents types de modulation discutés par la suite sont désignés de façon légèrement différente dans ce document antérieur et dans la présente demande de brevet. La table ci-dessous établit la correspondance :

FR95 05455 :	Document présent :
OFDM/QAM	OFDM/QAM/OFDM
OFDM/OQAM	OFDM/OQAM/NYQUIST
OFDM/OMSK	OFDM/OQAM/MSK

OFDM/IOTA

OFDM/OQAM/IOTA

Le terme « OQAM » fait référence à la définition en langue anglaise « Offset Quadratic Amplitude Modulation ». Ceci exprime le fait que pour de telles modulations, un offset temporel existe entre l'émission de la partie en phase et celle de la partie en quadrature d'un symbole QAM.

5 1-2 Applications

L'invention trouve des applications dans de très nombreux domaines, notamment lorsque une haute efficacité spectrale est souhaitée et que le canal est fortement non-stationnaire.

Une première catégorie d'applications concerne la radiodiffusion numérique terrestre, qu'il s'agisse d'image, de son et/ou de données. En particulier, l'invention peut s'appliquer à la diffusion synchrone, qui génère intrinsèquement des trajets multiples de longue durée. Elle s'applique également avantageusement à la diffusion vers des mobiles.

Une autre catégorie d'applications concerne les radiocommunications numériques. L'invention peut trouver notamment des applications dans des systèmes de communication numérique vers des mobiles à haut débit.

2 - Rappels2-1 Canal de transmission

En environnement radiomobile, l'onde émise subit des réflexions multiples, et le récepteur reçoit donc une somme de versions retardées du signal émis. Chacune de ces versions est atténuée et déphasée de façon aléatoire. Le récepteur étant supposé en mouvement, l'effet Doppler agit également sur chaque trajet.

La conjugaison de ces effets se traduit par un canal non stationnaire présentant des évanouissements profonds à certaines fréquences (canal sélectif en fréquence). Pour les applications qui retiennent notre attention, la bande de transmission est supérieure à la bande de cohérence du canal (bande pour laquelle la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante, sur une durée donnée), et il apparaît donc des évanouissements dans la bande, c'est à dire qu'à un instant donné, certaines fréquences sont fortement atténuées.

30 2-2 Description d'une modulation multiporteuse

Une modulation multiporteuse est avant tout une modulation numérique, c'est-à-dire un procédé de génération d'un signal électromagnétique à partir de l'information numérique à transmettre. L'originalité, et l'intérêt, d'une telle modulation est de découper la bande limitée allouée au signal en sous-bandes. Sur
5 ces sous-bandes, choisies de largeur inférieure à la bande de cohérence du canal, le canal peut être considéré comme constant pendant la durée de transmission d'un symbole, choisie inférieure au temps de cohérence du canal.

L'information numérique à transmettre pendant cette durée est alors répartie sur chacune de ces sous-bandes. Cela présente notamment deux intérêts :

- 10
- diminuer la rapidité de modulation (c'est-à-dire augmenter la durée symbole), sans modifier le débit transmis,
 - modéliser simplement l'action du canal sur chacune des sous-bandes : multiplieur complexe.

On notera que, en réception, un système peu complexe de correction des
15 données reçues (division complexe par le canal estimé) permet de récupérer l'information émise sur chacune des porteuses de façon satisfaisante, sauf pour les porteuses ayant subi un évanouissement profond. Dans ce cas, si aucune mesure de protection de l'information n'est prise, les données véhiculées par ces porteuses seront perdues. Un système multiporteuse prévoit donc que la génération du signal
20 électrique soit précédée de traitements numériques des données (codage correcteur d'erreurs et entrelacement).

Le texte du brevet n° FR95/05455 décrit en détail les deux types de modulation multiporteuse existants. On rappelle ici succinctement leurs caractéristiques.

25 2-2-2 Notations

Espacement entre deux porteuses adjacentes du multiplex de porteuses : v_0 .

Espacement temporel entre deux symboles multiporteuses émis (temps symbole): τ_0 .

2-2-3 La fonction prototype

30 Le filtre de mise en forme de chacune des porteuses du multiplex est le même, il correspond à la fonction prototype caractérisant la modulation

multiporteuse.

Soit $g(t)$ cette fonction prototype, le signal émis, à chaque instant $n\tau_0$, sur la $m^{\text{ème}}$ sous-bande de fréquence centrale ν_m , est $a_{m,n} e^{i\varphi_{m,n}} e^{2i\pi\nu_m t} g(t - n\tau_0)$.

En bande basse, l'expression du signal émis, centré autour de la fréquence $M\nu_0$, est donc :

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,n} e^{i\varphi_{m,n}} e^{2i\pi\nu_m t} g(t - n\tau_0) \quad (1)$$

Les fonctions $e^{i\varphi_{m,n}} e^{2i\pi\nu_m t} g(t - n\tau_0)$ sont appelées les translatées "temps-fréquence" de $g(t)$. Pour retrouver l'information transmise par chacune des sous-porteuses, il faut choisir $g(t)$ de sorte que ses translatées "temps-fréquence" soient séparables. Pour être sûr de cela, on impose que ces translatées soient orthogonales, au sens d'un produit scalaire défini sur l'ensemble des fonctions d'énergie finie (qui est un espace de Hilbert au sens mathématique). Cet espace admet deux produits scalaires possibles, qui sont :

- le PS complexe $\langle x|y \rangle = \int_R x(t) y^*(t) dt$

- le PS réel $\langle x|y \rangle = \Re \left(\int_R x(t) y^*(t) dt \right)$

On définit ainsi deux types de modulation multiporteuse :

- type complexe, ou encore OFDM/QAM : la fonction $g(t)$ choisie garantit une orthogonalité de ses translatées au sens complexe (Exemple : OFDM, encore nommé OFDM/QAM/OFDM). Dans ce cas, $\varphi_{m,n} = 0$ et les données $a_{m,n}$ sont complexes.

- de type réel, ou encore OFDM/OQAM : la fonction $g(t)$ choisie garantit une orthogonalité de ses translatées au sens réel (Exemples : OFDM/OQAM/NYQUIST, OFDM/OQAM/MSK, OFDM/OQAM/IOTA).

Dans ce cas, $\varphi_{m,n} = (\pi/2)^*(m+n)$ et les données $a_{m,n}$ sont réelles.

2-2-4 Densité du réseau "temps-fréquence"

Ces modulations étant destinées à transmettre de hauts débits, elles seront associées à des efficacités spectrales assez grandes, de l'ordre de 4 bits/s/Hz

(Télévision Numérique). Le "mapping" des bits issus du codeur correcteur d'erreur sera ainsi de type QAM.

Pour une modulation OFDM/QAM, les parties réelle et imaginaire d'un complexe issu de la constellation QAM sont transmises simultanément, tous les
5 temps symbole T_s .

Dans le cas d'une modulation de type OFDM/OQAM, elles sont transmises avec un décalage temporel (Offset QAM) d'un demi temps symbole ($T_s/2$). Pour une même bande de transmission et un même nombre de sous-porteuses, il faudra donc, pour transmettre un même débit, que le rythme d'émission de symboles
10 multiporteuses de type OFDM/OQAM soit deux fois plus rapide que celui de symboles multiporteuses de type OFDM/QAM.

Ces deux modes de transmission de l'information sont caractérisés par la densité du réseau temps-fréquence $d = 1/(v_o \tau_o)$. Les modulations multiporteuses de type OFDM/OQAM correspondent à une densité $d = 2$, celles de type OFDM/QAM
15 correspondent à une densité $d = 1$.

On peut donc noter qu'une modulation multiporteuse est caractérisée par:

- la densité du réseau "temps-fréquence" sur lequel elle est définie,
- la fonction prototype.

La mise en oeuvre d'une modulation OFDM/OQAM de densité 2, et de la
20 démodulation correspondante, demande une puissance de calcul importante, et une grande capacité de mémorisation. Cela sous-entend donc que les appareils correspondants seront relativement complexes et coûteux.

3 - Objectifs de l'invention

L'invention a notamment pour objectif de pallier, ou réduire, ces
25 inconvénients.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir des techniques de modulation et de démodulation de signaux multiporteuses qui soient simples et peu coûteuses à mettre en oeuvre, par rapport aux approches directes.

En d'autres termes, l'invention a pour objectif de fournir de telles techniques
30 de modulation et de démodulation, qui limitent le nombre d'opérations à effectuer et la capacité de mémorisation nécessaire.

4 - Description de l'invention

- Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints selon l'invention à l'aide d'un procédé de modulation d'un signal multiporteuse de densité $1/(v_0 \cdot \tau_0) = 2$, formé de symboles successifs, comprenant chacun M
- 5 échantillons à émettre, et constitués d'un jeu de $2M$ fréquences porteuses orthogonales au sens réel,
- l'écart entre deux fréquences porteuses voisines valant v_0 et l'écart entre les instants d'émission de deux symboles consécutifs, ou temps symbole, valant τ_0 ,
- chacune desdites fréquences porteuses étant modulée selon une même fonction
- 10 prototype de modulation $g(t)$ présentant une longueur de troncature de $2L\tau_0$,
- procédé comprenant, à chaque temps symbole, les étapes suivantes :
- obtention d'un jeu de $2M$ coefficients complexes représentatifs de données à émettre ;
 - calcul de $2LM$ combinaisons linéaires à partir desdits $2M$ coefficients

15 complexes obtenus, les coefficients de pondération utilisés dans cesdites combinaisons étant représentatifs de ladite fonction prototype $g(t)$, de façon à obtenir $2LM$ coefficients ;

 - sommation desdits $2LM$ coefficients pondérés dans des emplacements mémoire prédéterminés respectifs d'une mémoire comprenant $2LM$

20 emplacements mémoire représentant $2L$ groupes de M sommes partielles distinctes,

de façon à former progressivement, dans lesdits emplacements mémoire, sur une durée de $2L\tau_0$, M échantillons à émettre ;

 - émission desdits échantillons à émettre.
- 25 Ainsi, selon l'invention, les données à traiter sont stockées après la pondération, et non avant. Il est ainsi possible de réduire la capacité de mémoire nécessaire, ainsi que le nombre d'opérations effectuées. Les échantillons à émettre sont construits progressivement, dans chaque champ de mémorisation.
- Selon un mode de réalisation avantageux de l'invention, un échantillon à
- 30 émettre à l'instant $j\tau_0 + k\tau_0/M$, noté s_{k+jM} s'écrit :

$$s_{k+jM} = \sum_{q=0}^{2L-1} [\alpha_{k,q} C_{k,j-q} + \beta_{k,q} C_{k+M,j-q}]$$

où : $C_{0,j}$ à $C_{2M-1,j}$ sont les $2M$ coefficients complexes générés entre les instants $j\tau_0$ et $(j+1)\tau_0$;

5 $\alpha_{k,q}$ et $\beta_{k,q}$ sont lesdits coefficients de pondération.

Dans le cas d'une modulation OFDM/OQAM, on aura généralement :

- $\alpha_{k,q} = 0$ pour q impair ;
- $\beta_{k,q} = 0$ pour q pair.

Le nombre d'opérations effectuées est donc encore réduit de moitié.

10 Dans un mode de réalisation préférentiel de l'invention, le procédé comprend, pour la génération d'un symbole d'indice j formé de M échantillons, les étapes suivantes :

- obtention de $2M$ entrées réelles $a_{m,n}$ représentatives d'un signal source ;
- pré-modulation de chacune desdites entrées réelles, produisant $2M$ coefficients complexes ;
- 15 - transformation de Fourier inverse desdits $2M$ coefficients complexes, produisant $2M$ coefficients transformés complexes $C_{0,j}$ à $C_{2M-1,j}$;
- pour chacun des M couples $(C_{k,j}, C_{(k+M),j})$ dedits coefficients transformés, calcul de $2L$ couples pondérés, les coefficients de pondération étant représentatives de ladite fonction prototype ;
- 20 - addition du résultat de chacune desdites $2LM$ valeurs pondérées au contenu de $2LM$ zones mémoire distinctes, de façon à construire progressivement les échantillons à émettre constituant les symboles $j, (j+1), (j+2), \dots (j+2L-1)$;
- émission de M échantillons correspondant aux M plus anciens contenus desdites zones mémoire puis mise à zéro du contenu de cesdites M zones mémoire.
- 25

En général, lesdites étapes seront mises en oeuvre au rythme τ_0/M des échantillons.

Le contrôle des moyens de mémorisation est très simple. Ainsi, ladite étape
30 d'émission peut être suivie d'une étape de mise à jour desdits emplacements

mémoire, comprenant :

- un décalage physique du contenu de chacun desdits emplacements mémoire, si ces derniers sont des éléments d'un registre à décalage ; ou
- une mise à jour des adresses d'écriture et de lecture desdits emplacements mémoire, si ces derniers sont des éléments d'une mémoire RAM.

Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, lesdits coefficients représentatifs de données à émettre sont obtenus par la mise en oeuvre d'une transformation mathématique comprenant les étapes suivantes:

- application d'une transformation de Fourier inverse réelle ;
- permutation circulaire du résultat de cette transformée inverse de $M/2$ coefficients vers la gauche;
- multiplication par i^n de chacun desdits coefficients.

Ainsi, il est possible d'obtenir des coefficients transformés complexes, à partir d'une FFT à entrées réelles. A nouveau, cela permet de limiter le nombre d'opérations effectuées.

On peut encore simplifier les calculs, en modifiant légèrement l'équation du signal centré autour de la fréquence Mv_0 , de façon qu'il s'écrive :

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,n} (-1)^{m(n+L)} i^{m+n} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$$

L'invention concerne également les dispositifs de modulation mettant en oeuvre un tel procédé de modulation.

Selon un mode de réalisation particulier, ce dispositif comprend notamment :

- des moyens de transformation mathématique délivrant lesdits coefficients représentatifs de données à émettre au rythme $\tau_0/2M$ et dans l'ordre suivant $(C_{0,j}, C_{M+1,j}), \dots, (C_{M-1,j}, C_{2M-1,j})$;
- $2LM-M$ emplacements mémoire de type RAM à écriture et lecture simultanées ;
- N multiplieurs complexes fonctionnant au rythme $N\tau_0/2LM$, N valant 1, 2, 4, ... ou $2L$.

De cette façon, la place mémoire est encore réduite.

L'invention concerne encore un procédé de démodulation d'un signal reçu,

correspondant à un signal émis multiporteuse de densité $1/(v_0 \cdot \tau_0) = 2$. Selon ce procédé, on reconstruit une estimation des $2M$ données réelles émises à un temps symbole donné, à l'aide des étapes suivantes:

- 5 - échantillonnage dudit signal reçu à la fréquence d'échantillonnage τ_0/M ,
délivrant M échantillons complexes reçus ;
- mémorisation de chacun desdits M échantillons complexes reçus dans un
emplacement prédéterminé d'une mémoire d'entrée comprenant $2ML$
emplacements complexes, dans laquelle ont été préalablement mémorisés
($2L-1$) M échantillons reçus pendant les $2L-1$ temps symbole précédents ;
- 10 - multiplication des $2ML$ valeurs contenues dans ladite mémoire d'entrée par
des coefficients représentatifs de ladite fonction prototype ;
- repliement temporel, par sommation de $2M$ séries de L résultats de
multiplication, de façon à obtenir $2M$ valeurs complexes ;
- traitement desdites $2M$ valeurs complexes pour former lesdites estimations
des $2M$ données réelles émises.

Avantageusement, les $2M$ valeurs complexes issues de l'étape de repliement temporel entre les instants $(j+2L-1)\tau_0$ et $(j+2L)\tau_0$ s'écrivent :

$$R_{k',j} = \sum_{q'=0}^{2L-1} \alpha'_{k,q} r_{k'+(j+q')M}$$

$$R_{k'+M,j} = \sum_{q'=0}^{2L-1} \beta_{k,q} r_{k'+(j+q')M}$$

20 où : $r_{k'+(j+q')M}$ représente l'échantillon reçu à l'instant $k'\tau_0 + (j+q')\tau_0/M$;
 $\alpha'_{k,q}$ et $\beta_{k,q}$ sont lesdits coefficients de pondération.

Le plus souvent, les calculs seront simplifiés, du fait que :

- 25 - $\alpha'_{k,q} = 0$ pour q' impair ;
- $\beta_{k,q} = 0$ pour q' pair.

Selon un mode de réalisation préférentiel, ladite étape de traitement comprend les étapes suivantes :

- application d'une transformation mathématique inverse de celle effectuée

lors de la modulation sur lesdites $2M$ valeurs complexes, délivrant $2M$ valeurs transformées ;

- correction de distorsions de phase et/ou d'amplitude dues au canal de transmission ;

5 - extraction de la partie réelle desdites valeurs complexes transformées.

En général, lesdites étapes sont mises en oeuvre au rythme τ_0/M des échantillons.

L'invention concerne également les dispositifs de démodulation mettant en oeuvre ce procédé. Ces dispositifs comprennent :

10 - des moyens d'échantillonnage dudit signal reçu ;

- des moyens de mémorisation temporaire des échantillons complexes échantillonnés, comprenant $2ML$ emplacements complexes ;

- des moyens de multiplication desdits échantillons mémorisés par des coefficients de pondération représentatifs de ladite fonction prototype ;

15 - des moyens de repliement temporel, assurant la sommation de L résultats de pondération, de façon à obtenir $2M$ valeurs complexes ;

- des moyens de traitement desdites valeurs complexes, délivrant une estimation de $2M$ données réelles émises à chaque temps symbole.

Il est possible de réduire encore la place mémoire nécessaire dans ce
20 dispositif, à l'aide de :

- moyens de mémorisation comprenant $2ML-M$ emplacements mémoire complexes de type RAM à écriture et lecture simultanée ;

- N multiplieurs complexes fonctionnant au rythme $N\tau_0/2LM$, où N vaut 1, 2, 4 ... ou $2L$;

25 - moyens de transformation mathématique fonctionnant au rythme $\tau_0/2M$, dont les entrées, $R_{0,j}$ à $R_{2M-1,j}$ sont lues dans l'ordre $(R_{0,j}, R_{M,j}), (R_{1,j}, R_{M+1,j}), \dots (R_{M-1,j}, R_{2M-1,j})$.

Enfin, l'invention concerne plus généralement un procédé de filtrage délivrant des séries de M valeurs complexes de sortie à intervalles réguliers, à partir
30 de $2L$ séries de $2M$ valeurs complexes d'entrée,

lesdites M valeurs complexes correspondant à une somme pondérée de $2L$ desdites

valeurs complexes d'entrée à traiter,

comprenant les étapes suivantes, pour chaque série de valeurs complexes d'entrée :

- 5 - calcul de 2LM combinaisons linéaires à partir desdits 2M coefficients complexes obtenus, les coefficients de pondération étant issus de 2L filtres complexes ou réels de taille M,
de façon à obtenir 2LM coefficients;
- 10 - sommation de chacune des valeurs pondérées dans un emplacement mémoire prédéterminé, parmi un ensemble de 2ML emplacements mémoire contenant chacun une somme partielle, de façon à former progressivement lesdites valeurs de sortie, dans lesdits emplacements mémoire, sur une durée correspondant à la réception 2L séries de valeurs complexes d'entrée.

Le terme « filtrage » doit bien sûr être pris ici dans son sens général de traitement, ou calcul, effectué sur des données. Ce traitement, qui comprend le calcul d'une somme pondérée, est réalisé progressivement.

15 **5 - Description d'un mode de réalisation préférentiel**

5-1 Liste des figures

20 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés, parmi lesquels :

- la figure 1 illustre de façon générale et simplifiée le procédé de modulation de l'invention (étape j), permettant de générer M échantillons ;
- la figure 2 illustre la construction progressive des M échantillons, dans le cas où $L=4$; pour la forme d'onde Iota ;
- 25 - la figure 3 illustre de façon plus détaillée le fonctionnement du procédé de modulation de l'invention, pour les instants $j-1$ à $j+2$.
- la figure 4 précise l'amorçage de la procédure de modulation de la figure 3, dans le cas où $L = 4$.
- la figure 5 est un schéma de principe d'un circuit de IFFT complexe
30 connu en soi;
- les figures 6A à 6C illustrent des architectures optimisées, mettant en

oeuvre des FIFOs, et utilisant respectivement un seul multiplieur (figure 6A), L multiplieurs (figure 6B) ou $2L$ multiplieurs (figure 6C) ; ce procédé, dans le cas où une structure FIFO est choisie.

- la figure 7 présente un mode de réalisation optimisé de la FFT inverse, utilisant une FFT à entrées réelles ;
- la figure 8 illustre le fonctionnement du procédé de démodulation de l'invention, dans le cas $L=4$;
- la figure 9 présente le cas général de la démodulation, qui se déduit directement de la figure 8 ;
- la figure 10 illustre une architecture de démodulateur correspondant ;
- les figures 11 et 12 présentent deux mises en oeuvre du filtrage de réception, dans le cas d'une structure FIFO, utilisant respectivement L et $2L$ multiplieurs.

5-2 Notations

- . Espacement interporteuses : ν_0 .
- . Durée intersymboles : τ_0 .
- . Densité du réseau : $1/(\nu_0\tau_0) = 2$.
- . Bande allouée au signal : $W = 2M\nu_0$.
- . Fréquence d'échantillonnage : $f_e = 1/T_e = M/\tau_0$.
- . Longueur de troncature de la fonction prototype : $2L\tau_0$.

En théorie, la fonction prototype est de support temporel et/ou fréquentiel infini. Cependant, pour implémenter le filtre numérique correspondant, il faut tronquer cette fonction.

C'est le cas en OFDM/OQAM/NYQUIST (support temporel infini) et en OFDM/OQAM/IOTA (supports temporel et fréquentiel infinis). Typiquement, pour la fonction Iota, $L = 4$ au minimum. Pour un échantillonnage à T_e défini ci-dessus, le filtre numérique sera alors de longueur $2LM$ coefficients réels.

. Indices des échantillons :

Pour être cohérent avec les formules données par la suite, on note :

$$\begin{aligned} x_k &= x\left(k \frac{\tau_0}{M} - L\tau_0\right) \\ x_{k+LM} &= x\left(k \frac{\tau_0}{M}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

la fonction prototype $g(t)$, le signal émis $s(t)$ ou le signal émis $r(t)$ peuvent être substitués à $x(t)$.

5-3 Algorithme de modulation

5 5-3-1 Principe

Le signal bande basse centré autour de la fréquence $Mv_0 = f_c/2$, s'écrit

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{2M-1} \underset{C_{m,n}}{a_{m,n}} i^{m+n} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0) \quad (3)$$

Un échantillon du signal s'écrit donc

10

$$s\left(p \frac{\tau_0}{M}\right) = \sum_n \sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,n} i^{m+n} e^{2i\pi \frac{mp}{2M}} g\left((p-nM) \frac{\tau_0}{M}\right) \quad (4)$$

Avec les notations introduites ci-dessus (Formule (2)), on a, après calcul,

15

$$s_p = \sum_n \sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,n} i^{m+n} e^{2i\pi \frac{mp}{2M}} (-1)^{mL} g_{p-nM} \quad (5)$$

Etant donnée la décroissance rapide de la fonction prototype, seuls ses échantillons indicés de 0 à $2ML-1$ sont considérés comme non nuls. Nous devons donc avoir $0 \leq p - nM \leq 2ML-1$. En posant $p = k + jM$ où $0 \leq k \leq M-1$, nous obtenons $j - (2L-1) \leq n \leq j$.

20

L'équation (5) devient

$$s_{k+jM} = \sum_{n=j-(2L-1)}^j \sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,n} i^{m+n} (-1)^{m(n+L)} e^{2i\pi \frac{m(k+(j-n)M)}{2M}} g_{k+(j-n)M} \quad (6)$$

25

Enfin, en posant $q = j - n$, nous obtenons la formule dont découle

l'algorithme de modulation :

$$s_{k+jM} = \underbrace{\sum_{q=0}^{2L-1} \underbrace{\sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,(j-q)} i^{m+(j-q)} (-1)^{m(j-q+L)} e^{2i\pi \frac{m(k+qM)}{2M}}}_{\text{Pre-modulation}} \cdot g_{k+qM}}_{\text{FFT Inverse}} \quad (7)$$

Pondération par la fonction prototype $g(t)$

$$\text{avec } \begin{cases} 0 \leq k \leq M-1 \\ j \in \mathbb{Z} \end{cases}$$

5 En notant $c_{m,j-q}$ les valeurs d'entrées pré-modulées, soit

$$c_{m,j-q} = a_{m,(j-q)} i^{m+(j-q)} (-1)^{m(j-q+L)}$$

l'équation (7) devient :

10

$$s_{k+jM} = \sum_{q=0}^{2L-1} \left(\sum_{m=0}^{2M-1} c_{m,j-q} e^{2i\pi \frac{m(k+qM)}{2M}} \right) g_{k+qM} \quad (8)$$

Cette dernière formule conduit à un algorithme de modulation en trois étapes principales :

- 15
- Pré-modulation des données grâce à une multiplication complexe simple.
 - Transformée de Fourier inverse (par l'algorithme IFFT).
 - Filtrage par la fonction prototype.

20 Ici, comme dans la suite de ce document, on entend par filtrage une opération de pondération des résultats de $2L$ FFT inverses par certaines valeurs de la fonction prototype, suivie d'une opération de sommation de ces coefficients pondérés. Il s'agit en d'autres termes d'une combinaison linéaire.

On présente ci-dessous deux modes de mise en oeuvre possibles. Le second est optimal et fait plus précisément l'objet de l'invention.

25 Bien qu'en pratique, on travaille au rythme échantillon τ_q/M , nous garderons la structure de bloc de M échantillons pour décrire ces modes de mise en oeuvre

avec plus de clarté.

5-3-2 Architecture directe

Au vu de la formule (8), il faut effectuer $2L$ IFFT de taille $2M$ complexes pour générer M échantillons (correspondant à la durée d'un symbole multiporteuse τ_0).

Cependant, le résultat d'une IFFT intervient sur le calcul de $2L$ blocs consécutifs d'échantillons. Pour calculer les M échantillons courants, il ne faut donc calculer que la Transformée de Fourier inverse des $2M$ dernières données entrées dans le modulateur, les résultats des $2L-1$ autres IFFT ayant été calculés aux étapes précédentes, et stockés en mémoire.

L'algorithme de modulation comprend donc les étapes principales suivantes :

- Pré-modulation des $2M$ entrées réelles, délivrant $2M$ complexes.
- Transformée de Fourier inverse de taille $2M$ complexes (algorithme IFFT).
- Stockage du résultat en réactualisant un buffer de taille $2L*2M$ complexes (contenant les résultats des $2L$ FFT inverses impliquées dans le calcul).
- Filtrage de $2LM$ éléments du buffer de stockage par la fonction prototype.
- Emission des M échantillons complexes ainsi calculés.

La taille mémoire requise est donc :

- une RAM de taille $2L*2M$ complexes (buffer d'entrée).
- une ROM de taille $ML+1$ réels (coefficients de pondération).

(La fonction prototype étant choisie symétrique, sur les $2ML$ coefficients de pondération, seuls $ML+1$ sont distincts).

Cette première façon de procéder laisse entrevoir un gaspillage de mémoire RAM. La deuxième architecture proposée montre qu'il est possible de réduire de plus que de moitié la taille de mémoire RAM nécessaire. Cette réduction s'accompagne d'une réduction du nombre d'opérations, et donc d'une augmentation de la vitesse de traitement.

5-3-3 Architecture optimisée

Il est possible d'optimiser l'architecture du modulateur, selon l'invention, tant au niveau du filtrage par la fonction prototype que de la FFT inverse. En effet, en analysant la formule (8), on peut vérifier que pour chacune des $2L$ IFFT

impliquées dans le calcul du bloc courant de M échantillons, seuls M points sur $2M$ sont utilisés.

Il est alors possible de réduire de moitié la mémoire RAM nécessaire en stockant les données servant aux calculs des différents blocs d'échantillons après le
5 filtrage, et non avant. De plus, la structure particulière des données complexes en entrée de la FFT inverse ($a_{m,n} (-1)^{m(n+L)} i^{m+n}$) permet d'utiliser un algorithme de FFT inverse à entrées réelles.

Afin de préciser ce procédé, nous allons développer la formule (8):

$$10 \quad s_{k+jM} = \sum_{q'=0}^{L-1} \left[\sum_{m=0}^{2M-1} c_{m,j-2q'} e^{2i\pi \frac{m}{2M} k} g_{k+2q'M} + \sum_{m=0}^{2M-1} c_{m,j-(2q'+1)} e^{2i\pi \frac{m}{2M} (k+M)} g_{k+(2q'+1)M} \right]$$

Posons :

$$C_{k,n} = \sum_{m=0}^{2M-1} c_{m,n} e^{2i\pi \frac{m}{2M} k} \quad (9.1)$$

15 et

$$C_{k+M,n} = \sum_{m=0}^{2M-1} c_{m,n} e^{2i\pi \frac{m}{2M} (k+M)} \quad (9.2)$$

Nous avons :

$$20 \quad s_{k+jM} = \sum_{q'=0}^{L-1} \left[C_{k,j-2q'} g_{k+2q'M} + C_{k+M,j-(2q'+1)} g_{k+(2q'+1)M} \right] \quad (10)$$

avec $0 \leq k \leq M-1$

L'équation (10) traduit la construction de M valeurs complexes à partir de $2ML$ valeurs complexes. Elle peut s'écrire de façon plus générale :

$$s_{k+jM} = \sum_{q=0}^{2L-1} \left[\alpha_{k,q} C_{k,j-q} + \beta_{k,q} C_{k+M,j-q} \right] \quad (11)$$

avec $0 \leq k \leq M-1$

25

Dans le mode de réalisation décrit,

$$\alpha_{k,q} = \begin{cases} 0 & \text{si } q \text{ est impair} \\ g_{k+qM} & \text{si } q \text{ est pair} \end{cases} \quad \text{et } \beta_{k,q} = \begin{cases} g_{k+qM} & \text{si } q \text{ est impair} \\ 0 & \text{si } q \text{ est pair} \end{cases}$$

Pour générer M échantillons selon cet algorithme de modulation, on peut donc procéder ainsi que cela est illustré en figure 1 (étape j) :

- Pré-modulation 11 des $2M$ entrées réelles.
- Transformée de Fourier inverse 12 des $2M$ données complexes ainsi obtenues, de façon à générer des $C_{k,j}$ et $C_{k+M,j}$.
- Pondération 13 (correspondant à l'application de la fonction prototype) du résultat de la Transformée de Fourier inverse par la fonction prototype : L opérations de pondération parallèles.

Les L vecteurs de pondération, de taille $2M$, ont pour coefficients :

$$[g_0, \dots, g_{2M-1}], [g_{2M}, \dots, g_{4M-1}], \dots, [g_{2LM-2M}, \dots, g_{2LM-1}].$$

- Addition 14 de ces résultats de pondération au buffer de sortie de taille $2ML$ complexes.
- Décalage 15 du buffer de sortie avec émission de M échantillons, correspondants aux M plus anciennes valeurs contenues dans le buffer.

Un échantillon du signal à émettre représente une somme de $2L$ résultats de IFFT pondérés. Chaque bloc de M cases mémoire consécutives du buffer de sortie contient M sommes partielles de $2L - m_{\text{bloc}}$ termes chacune, où m_{bloc} varie de 1 à $2L$ ($m_{\text{bloc}} = 2L$ correspond au bloc "tout à zéro", dû à l'opération de décalage du buffer (étape 14) à l'instant $(j-1)\tau_0$). Les $2ML$ éléments issus des L opérations de pondération parallèles sont ici ajoutés aux $2ML$ éléments du buffer.

Après cette opération, les M sommes partielles du buffer correspondant à $m_{\text{bloc}} = 1$ sont complétées, c'est à dire que les M échantillons courants sont calculés et peuvent donc être émis.

Ce fonctionnement est décrit par la figure 2, dans le cas où $L=4$. Chaque ligne illustre la situation du buffer de construction des données à émettre, à un instant donné. Il faut $2L$ temps symbole consécutifs pour construire progressivement un échantillon à émettre.

La forme d'onde 2L représentée correspond à la fonction Iota. Elle est représentée par les 2L vecteurs de coefficients 22 $[g_k]$ à $[g_{k+7M}]$, où l'indice k varie de 0 à $M-1$.

5 A chaque instant, les $2M$ coefficients en entrée sont multipliés (23) par les coefficients 22, puis additionnés (24) chacun à une somme partielle.

Les M sommes partielles complétées à l'étape 15 sont émises, le contenu du buffer est décalé de M cases mémoire (de sorte à assurer le bon ordre du calcul des M prochains échantillons) et M zéros sont insérés dans les M cases mémoire vacantes.

10 La diagonale 25 illustre ainsi le calcul de S_{k+jM} .

La figure 3 illustre de façon plus détaillée le fonctionnement de cet algorithme, pour les instants $j-1$ à $j+2$. Si l'on considère l'instant j , les coefficients a_{mj} à transmettre alimentent le module 31 de pré-modulation, qui fournit à la FFT inverse 32 les coefficients c_{mj} . La FFT inverse délivre les C_{kj} et C_{k+Mj} (l'indice k variant de 0 à $M-1$) qui sont soumis à la pondération 33 (L opérations de pondération en parallèle) pour délivrer les résultats 34, qui sont sommés dans un buffer de sortie 35.

On a indiqué, sur la figure 3, le contenu exact de ces buffers de sortie.

La figure 4 précise l'amorçage de cette procédure de modulation, dans le cas
20 où $L = 4$.

L'architecture du modulateur correspondant à l'algorithme ci-dessus présenté devra donc comporter :

- une ROM de taille $ML+1$ réels, contenant les coefficients du filtre.
- une RAM de taille $2ML$ complexes correspondant au buffer de sortie.
- 25 un circuit de FFT complexe (réalisant une FFT inverse) de taille $2M$.

Pour augmenter la vitesse de traitement, on parallélisera les opérations de pondération en utilisant L RAMs de taille $2M$ associées à L multiplieurs, ou même $2L$ RAMs de taille M complexes associées à $2L$ multiplieurs, au lieu d'une RAM de $2ML$ complexes.

30 La complexité du circuit de modulation est donc :

- pour le filtrage :

5 Afin de réaliser le filtrage, nous multiplions les résultats de la FFT inverse complexe par les $2ML$ coefficients de la fonction prototype, en réalisant L opérations de pondération en parallèle, dont nous ajoutons les résultats au buffer de sortie. Etant donné que les coefficients de la fonction prototype sont réels, nous avons $(2 \times 2ML)$ multiplications réelles et $2ML$ additions complexes ou $4ML$ additions réelles. La taille du buffer de sortie est alors $2ML$ mémoires complexes ou $4ML$ mémoires réelles.

- pour la transformation IFFT :

10 Les résultats indiqués dans le tableau ci-dessous concernent un circuit de IFFT complexe conventionnel, dont le schéma de principe est donné figure 5. Elle comprend un buffer d'entrée 51, recevant $2M$ entrées, une unité de calcul 52, alimentée par des coefficients mémorisés en mémoire ROM 53 et des valeurs calculées stockées dans une mémoire RAM 54, qui délivre $2M$ sorties. Un module de contrôle pilote ces divers éléments.

15 Ce tableau donne une estimation des opérations et matériels nécessaires pour la partie de modulation :

Modulation	Additions (Réelle)	Multiplications (Réelle)	RAM (Réelle)	ROM (Réelle)	FIFO (Réelle)
Pré-modulation	x	x	x	x	x
FFT inverse	$6M(1 + \log_2 M)$	$4M(1 + \log_2 M)$	$8M$	$2M$	x
Filtrage	$4ML$	$4ML$	$4ML$	$ML+1$	x

20 On notera qu'aucune multiplication ni addition n'est nécessaire pour la pré-modulation car la multiplication complexe simple à effectuer à cette étape se traduit, au niveau de l'architecture, par des permutations de parties réelles et imaginaires, ainsi que des changements de signe.

25 Selon une variante de l'invention, un gain supplémentaire de place mémoire peut être obtenu. Il est en effet possible de n'utiliser que $(2L-1)$ RAMs de M complexes (stockage total : $2ML-M$ complexes au lieu de $2ML$). Pour ce faire, à l'étape j , on lit les M échantillons à émettre dans la RAM correspondante, et on

écrit, au fur et à mesure, les M complexes $C_{k+M,j}g_{k+(2L-1)M}$ aux mêmes adresses. Pour réaliser cette opération de filtrage, on pourra utiliser, au choix, des RAMs ou des FIFOs.

Les figures 6A à 6C illustrent ce procédé, dans le cas où une structure FIFO
5 est choisie.

Dans le cas de la figure 6A, un seul multiplieur 61 est mis en oeuvre. Il assure la multiplication des données délivrées par la FFT inverse par les coefficients de pondération, et alimente un additionneur 62, qui reçoit également la sortie de la mémoire FIFO 63 contenant $2ML-M$ complexes. Cette FIFO 63 est alimentée par le
10 résultat de l'addition 62. Un module de commande 64 permet de diriger la sortie de la FIFO vers l'extérieur, pour délivrer les M complexes prêts à émettre 65.

Il est possible d'utiliser N multiplieurs en parallèle, où $N = 1, 2, 4, \dots, 2L$.

Ainsi, dans le cas de la figure 6B, on met en oeuvre $L(=4)$ multiplieurs en parallèle 61₁ à 61₄. Ils sont alimentés alternativement par l'un ou l'autre des
15 coefficients de pondération qui leur sont associés.

Ils alimentent chacun un additionneur 62₁ à 62₄ qui reçoit également des données des $2L$ mémoires FIFO 63₁ à 63₈ comprenant chacune M complexes. La FIFO 63₁ délivre les M sorties complexes. Des moyens de sélection 66 permettent de sélectionner la FIFO à prendre en compte à chaque instant.

La figure 6C présente le cas de la mise en oeuvre de $2L(=8)$ multiplieurs. Dans ce cas, la structure ne nécessite plus la présence de moyens de commande. Les $2L$ mémoires FIFO 63₁ à 63₈ sont chacune alimentées par un multiplieur 61₁ à 61₈, associé à son propre coefficient de pondération, et associées à un additionneur 62₁ à 62₈.
20

Il est à noter que la réduction de la place mémoire nécessaire au buffer de sortie est intéressante uniquement si les deux conditions suivantes sont respectées :

- l'algorithme utilisé pour réaliser la FFT inverse range ses sorties dans l'ordre "optimal" $C_{0,j}, C_{M,j}, C_{1,j}, C_{M+1,j}, \dots, C_{M-1,j}, C_{2M-1}$ et fonctionne au rythme $\tau/(2M)$.

En effet, dans le cas de sorties rangées dans l'ordre "bit-reverse" ou même dans un ordre "naturel" $C_{0,j}, C_{1,j}, \dots, C_{2M-2,j}, C_{2M-1,j}$, le gain de mémoire
30

proposé, dû à une écriture et une lecture simultanée dans le buffer de sortie, nécessite alors de réordonner les sorties de la FFT inverse dans l'ordre "optimal", ce qui nécessite une mémorisation en sortie de FFT. L'un dans l'autre, le gain de mémoire sera alors négligeable, voire nul.

- 5 - les multiplieurs utilisés, pour éviter tout stockage des sorties de la FFT inverse, fonctionnent "rapidement" : le rythme de fonctionnement de N multiplieurs en parallèle doit être égal à $N\tau_0/(2LM)$, pour $N = 1, 2, 4, \dots, 2L$.

- 10 Selon une autre variante de l'invention, il est possible d'optimiser la FFT inverse. Etant donné le caractère complexe "particulier" des entrées $(a_{m,n}(-1)^{m(n+L)}i^{m+n})$ de la FFT inverse à l'émission, il est possible d'utiliser un algorithme de FFT à entrées réelles.

- 15 Il est connu que déphaser de i^m les entrées x_m d'une FFT de taille $2M$, revient à appliquer une permutation circulaire à ses sorties y_k de $M/2$ vers la gauche. En appliquant ce résultat, il apparaît clairement que l'étape de pré-modulation :

$$(a_{m,n}i^{m+n}(-1)^{m(n+L)})$$

suivie de la FFT inverse complexe peut être réalisée, ainsi que cela est illustré en figure 7, selon les étapes suivantes :

- 20 - FFT inverse réelle 71 des données $(-1)^{m(n+L)}a_{m,n}$.
 - Permutation circulaire 72 de $M/2$ des sorties.
 - Multiplication 73 par i^n .

Un tel algorithme permet de réduire de moitié la place mémoire nécessaire à la FFT, ainsi que le nombre d'opérations. La figure 5 représente ces trois opérations.

- 25 On peut noter que l'opération de multiplication par $(-1)^{m(n+L)}$ a été omise. En effet, elle peut être évitée.

- 30 A l'émission, pour générer le signal en bande basse $s(t)$ (équation 1) de façon numérique, il faut multiplier les $a_{m,n}$ par $(-1)^{m(n+L)}$. En réception, l'estimation des données nécessitent à nouveau cette multiplication, comme on le verra par la suite.

Etant donné que le retrait de ce terme multiplicatif n'agit en rien sur l'orthogonalité

des translatées "temps-fréquence", il est possible de s'affranchir de cette multiplication. Cela revient alors à générer le signal bande basse, centré autour de la fréquence $Mv_0 = f_c/2$, suivant :

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,n} (-1)^{m(n+L)} e^{i\varphi_{m,n}} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0).$$

6 - Démodulation

Le procédé de démodulation doit permettre de récupérer l'information utile émise grâce aux échantillons du signal reçu en réception. Nous supposons ici que le canal "délai-Doppler" (cas le plus général) de fonction de transfert $T(f,t)$ est parfaitement estimé, et qu'il est localement assimilé à un canal multiplicatif complexe $T_{m,j} = \rho_{m,j} e^{i\theta_{m,j}}$.

Etant donné l'orthogonalité des translatées "temps-fréquence" de la fonction prototype, l'information émise à l'instant $j\tau_0$, sur la porteuse m est ainsi estimée :

$$\hat{a}_{m,j} = \Re e \left[\frac{1}{\rho_{m,j}} e^{-i\theta_{m,j}} \int r(t) g_{m,j}^*(t) dt \right] \quad (12)$$

En pratique, nous travaillons sur les versions échantillonnées à $\frac{\tau_0}{M} = \frac{1}{W}$ du signal reçu, la formule de démodulation devient donc :

$$\hat{a}_{m,j} \approx \Re e \left[\frac{1}{\rho_{m,j}} e^{-i\theta_{m,j}} (-i)^{m+j} \frac{1}{W} \sum_{p \in \mathbb{Z}} r \left(p \frac{\tau_0}{M} \right) e^{-2i\pi m \frac{p}{2M}} g \left((p - jM) \frac{\tau_0}{M} \right) \right] \quad (13)$$

En reprenant les notations données par la formule (2) et en tenant compte du nombre limité de coefficients représentatifs de la fonction prototype ($2ML$), nous obtenons comme formule de démodulation:

$$\hat{a}_{m,j} = \Re e \left[\underbrace{\frac{1}{\rho_{m,j}} e^{-i\theta_{m,j}} (-i)^{m+j} (-1)^{m(j+L)} W}_{\text{Correction de phase et d'amplitude}} \underbrace{\sum_{k=0}^{2M-1} \left[\sum_{q=0}^{L-1} r_{k+jM+2qM} g_{k+2qM} \right]}_{\substack{\text{Repliement} \\ \text{FFT complexe}}} e^{-2i\pi n \frac{k}{2M}} \right] \quad (14)$$

avec $\begin{cases} p = jM + 2qM + k \\ 0 \leq k \leq 2M - 1 \\ 0 \leq q \leq L - 1 \end{cases}$

La formule (14) suggère cinq étapes pour l'algorithme rapide de démodulation :

- 5
 - Pondération des échantillons reçus par la fonction prototype.
 - Repliement temporel.
 - FFT complexe de taille $2M$.
 - Correction de phase et d'amplitude.
 - Extraction de la partie réelle.
- 10

La solution proposée selon l'invention pour minimiser la place mémoire occupée par le filtrage (pondération et repliement temporel) en réception est la suivante :

 - Insérer les M échantillons reçus dans un buffer d'entrée de taille $2ML$ complexes.
- 15
 - Multiplier les données de ce buffer par les coefficients représentatifs de la fonction prototype.
 - Sommer les résultats de ces multiplications (Repliement temporel).
 - Appliquer une Transformée de Fourier directe aux $2M$ valeurs complexes ainsi obtenues.
- 20
 - Corriger le résultat de cette FFT en phase et en amplitude.
 - Extraire la partie réelle.

Il est à noter que cette technique est indépendante de la façon dont le signal a été construit à l'émission. Elle peut s'appliquer à la réception de tout type de signaux multiporteuses OFDM/OQAM.

Afin d'illustrer le fonctionnement de cet algorithme, nous décomposons les signaux de taille $2M$ complexes en 2 sous-signaux de M complexes chacun, de la façon suivante :

$$5 \quad \begin{aligned} r_{k+jM+2qM} &= r_{k'+jM+2qM} \times 1_{\{k \in \{0, \dots, M-1\}\}} + r_{(k'+M)+jM+2qM} \times 1_{\{k \in \{M, \dots, 2M-1\}\}} \\ \text{avec } \begin{cases} 0 \leq k \leq 2M-1 \\ 0 \leq k' \leq M-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (15.1)$$

et

$$\begin{aligned} g_{k+jM+2qM} &= g_{k'+jM+2qM} \times 1_{\{k \in \{0, \dots, M-1\}\}} + g_{(k'+M)+jM+2qM} \times 1_{\{k \in \{M, \dots, 2M-1\}\}} \\ \text{avec } \begin{cases} 0 \leq k \leq 2M-1 \\ 0 \leq k' \leq M-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (15.2)$$

10 L'entrée de la FFT sera quant à elle notée $R_{k,j} = \sum_{q=0}^{L-1} r_{k+jM+2qM} \cdot g_{k+2qM}$, k variant de 0 à $2M-1$.

L'estimation des données émises débutera après un retard de $(2L-1)\tau_0$. Il faut, en effet, que tous les échantillons reçus comprenant la donnée $a_{m,j}$ soient stockés dans le buffer d'entrée avant de calculer $\hat{a}_{m,j}$.

15 Les notations (15.1) et (15.2) ci-dessus permettent d'écrire, dans le cas $L=4$, les entrées de la FFT nécessaires à l'estimation de $a_{m,0}$ ces équations sous la forme (avec $k' = 0 \dots M-1$) :

$$20 \quad \begin{aligned} R_{k',0} &= r_{k'} g_{k'} + r_{k'+2M} g_{k'+2M} + r_{k'+4M} g_{k'+4M} + r_{k'+6M} g_{k'+6M} \\ R_{k'+M,0} &= r_{k'+M} g_{k'+M} + r_{k'+3M} g_{k'+3M} + r_{k'+5M} g_{k'+5M} + r_{k'+7M} g_{k'+7M} \end{aligned}$$

De même, les entrées de la FFT correspondant à l'estimation des $a_{m,1}$ ($m=0$ à $2M-1$) sont ainsi construits :

$$\begin{aligned} R_{k',1} &= r_{k'+M} g_{k'} + r_{k'+3M} g_{k'+2M} + r_{k'+5M} g_{k'+4M} + r_{k'+7M} g_{k'+6M} \\ R_{k'+M,1} &= r_{k'+2M} g_{k'+M} + r_{k'+4M} g_{k'+3M} + r_{k'+6M} g_{k'+5M} + r_{k'+8M} g_{k'+7M} \end{aligned}$$

...

25 La figure 8 illustre le fonctionnement de l'architecture proposée, dans le cas $L=4$. Le cas général est illustré par la figure 9, et se déduit directement de la figure 8.

Sur cette dernière figure, les M échantillons 81 reçus à un instant, sont stockés dans un buffer d'entrée 82. A chaque temps symbole, les données contenues dans ce buffer 82 sont multipliées (83) par les coefficients de pondération 84, représentatifs de la forme d'onde 85 (IOTA dans l'exemple), puis additionnées (86) pour réaliser le repliement.

Les données R_{kij} correspondantes alimentent la FFT 87, effectuées sur $2M$ échantillons complexes. On effectue ensuite une correction de phase 88, puis une extraction 89 de la partie réelle.

Enfin, on réalise un décalage du contenu du buffer d'entrée 82. La figure 8 présente le contenu de ce buffer pour huit instants successifs, correspondant à la production des sorties \hat{a}_{mj} à \hat{a}_{mj+7} .

Les formules précédentes représentent le cas du démodulateur associé à un modulateur OFDM/OQAM de densité 2. Cependant, cette dernière architecture resterait applicable au cas de la restitution de $2M$ complexes à partir de M complexes, découlant du cas général de modulation illustré par la formule (11). La formule générale associée serait :

$$\begin{cases} R_{k',j} = \sum_{q'=0}^{2L-1} r_{k',j+q'} \cdot \alpha_{k',q'} \\ R_{k'+M,j} = \sum_{q'=0}^{2L-1} r_{k',j+q'} \cdot \beta_{k',q'} \end{cases} \quad \text{avec } k' \in \{0, \dots, M-1\} \quad (16)$$

L'algorithme ci-dessus requiert les moyens suivants :

- une RAM de taille $2ML$ complexes (buffer d'entrée).
- une ROM de taille $(ML+1)$ réels (coefficients du filtre numérique) .
- 1, L ou $2L$ multiplieurs complexes, selon le degré de parallélisation des opérations de pondération.
- un circuit FFT complexe de taille $2M$.

La figure 10 illustre l'architecture proposée.

Le buffer d'entrée, pouvant contenir $2ML$ complexes, reçoit M échantillons à chaque τ_0 . On effectue la pondération par la fonction prototype par les multiplications 102, puis le repliement, à l'aide de deux additionneurs 103₁ et 103₂,

qui alimentent un buffer 104 de $2M$ valeurs alimentant la FFT complexe 105.

En sortie de la FFT 105, on effectue une correction de phase et d'amplitude 106, puis l'on sélectionne la partie réelle 107, pour fournir les $2M$ réels transmis.

De même qu'à l'émission, il est possible de paralléliser les opérations de pondérations (multiplications complexes) en utilisant $2L$ buffers de taille M complexes associés à L , ou $2L$ multiplieurs, plutôt qu'un seul de taille $2ML$. Ces aspects sont illustrés respectivement par les figures 11 et 12. Le fonctionnement se déduit directement de celui décrit en relation avec les figures 6B et 6C pour l'émission.

Il est possible de n'utiliser que $(2L-1)$ RAMs de M complexes (stockage total : $2ML-M$ complexes au lieu de $2ML$) pour stocker les échantillons reçus. Il faut pour cela, à l'étape j , lire le $k^{\text{ème}}$ ($k=0..M-1$) échantillon reçu à l'étape $(j-(2L-1))$, et écrire le $k^{\text{ème}}$ échantillon courant à la même adresse.

Pour réaliser cette opération, on pourra, au choix, utiliser des RAMs ou des FIFOs. Les figures 11 et 12 mettent en oeuvre ce procédé, dans le cas d'une structure FIFO.

A nouveau, ainsi qu'à l'émission, il est à noter que la réduction de la place mémoire nécessaire au buffer d'entrée est intéressante uniquement si les deux conditions suivantes sont respectées :

- 20 - l'algorithme utilisé pour réaliser la FFT fonctionne au rythme $\tau_0/(2M)$ avec des entrées se présentant dans l'ordre "optimal" $R_{0,j}, R_{M,j}, R_{1,j}, R_{M+1,j}, \dots, R_{M-1,j}, R_{2M-1,j}$. Dans le cas contraire, une mémorisation à l'entrée de la FFT serait nécessaire, et le gain de mémoire sera alors négligeable, voire nul.
- 25 - les multiplieurs utilisés, également pour éviter tout stockage des entrées de la FFT, fonctionnent "rapidement" : le rythme de fonctionnement de N multiplieurs en parallèle doit être égal à $N\tau_0/(2LM)$, pour $N = 1, 2, 4, \dots, 2L$.

REVENDECATIONS

1. Procédé de modulation d'un signal multiporteuse de densité $1/(v_0 \cdot \tau_0)=2$, formé de symboles successifs, comprenant chacun M échantillons à émettre, et constitués d'un jeu de 2M fréquences porteuses orthogonales au sens réel,
- 5 l'écart entre deux fréquences porteuses voisines valant v_0 et l'écart entre les instants d'émission de deux symboles consécutifs, ou temps symbole, valant τ_0 , chacune desdites fréquences porteuses étant modulée selon une même fonction prototype de modulation $g(t)$ présentant une longueur de troncature de $2L\tau_0$, caractérisé en ce qu'il comprend, à chaque temps symbole, les étapes suivantes :
- 10 - obtention d'un jeu de 2M coefficients complexes représentatifs de données à émettre ;
- calcul de 2LM combinaisons linéaires à partir desdits 2M coefficients complexes obtenus, les coefficients de pondération utilisés dans cesdites combinaisons étant représentatifs de ladite fonction prototype $g(t)$,
- 15 de façon à obtenir 2LM coefficients ;
- sommation desdits 2LM coefficients pondérés dans des emplacements mémoire prédéterminés respectifs d'une mémoire comprenant 2LM emplacements mémoire représentant 2L groupes de M sommes partielles distinctes,
- 20 de façon à former progressivement, dans lesdits emplacements mémoire, sur une durée de $2L\tau_0$, M échantillons à émettre ;
- émission desdits échantillons à émettre.
2. Procédé de modulation selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'un échantillon à émettre à l'instant $j\tau_0 + k\tau_0/M$, noté s_{k+jM} s'écrit :

$$s_{k+jM} = \sum_{q=0}^{2L-1} [\alpha_{k,q} C_{k,j-q} + \beta_{k,q} C_{k+M,j-q}]$$

- 25 où : C_{0j} à $C_{2M-1,j}$ sont les 2M coefficients complexes générés entre les instants $j\tau_0$ et $(j+1)\tau_0$;
- 30 $\alpha_{k,q}$ et $\beta_{k,q}$ sont lesdits coefficients de pondération.

3. Procédé de modulation selon la revendication 2, caractérisé en ce que :

- $\alpha_{k,q} = 0$ pour q impair ;
- $\beta_{k,q} = 0$ pour q pair.

5 4. Procédé de modulation selon la revendication 3, caractérisé en ce qu'il comprend, pour la génération d'un symbole d'indice j formé de M échantillons, les étapes suivantes :

- obtention de $2M$ entrées réelles $a_{m,n}$ représentatives d'un signal source ;
- pré-modulation de chacune desdites entrées réelles, produisant $2M$ coefficients complexes ;
- 10 - transformation de Fourier inverse desdits $2M$ coefficients complexes, produisant $2M$ coefficients transformés complexes $C_{0,j}$ à $C_{2M-1,j}$;
- pour chacun des M couples $(C_{k,j}, C_{(k+M),j})$ dedits coefficients transformés, calcul de $2L$ couples pondérés, les coefficients de pondération étant représentatives de ladite fonction prototype;
- 15 - addition du résultat de chacune desdites $2LM$ valeurs pondérées au contenu de $2LM$ zones mémoire distinctes, de façon à construire progressivement les échantillons à émettre constituants les symboles $j, (j+1), (j+2), \dots (j+2L-1)$;
- émission de M échantillons correspondant aux M plus anciens contenus desdites zones mémoire puis mise à zéro du contenu de cesdites M zones
- 20 mémoire.

5. Procédé de modulation selon l'une quelconques des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que lesdites étapes sont mises en oeuvre au rythme τ_0/M des échantillons.

6. Procédé de modulation selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, 25 caractérisé en ce que ladite étape d'émission est suivie d'une étape de mise à jour desdits emplacements mémoire, comprenant :

- un décalage physique du contenu de chacun desdits emplacements mémoire, si ces derniers sont des éléments d'un registre à décalage ; ou
 - une mise à jour des adresses d'écriture et de lecture desdits emplacements mémoire, si ces derniers sont des éléments d'une mémoire RAM.
- 30

7. Procédé de modulation selon l'une quelconque des revendications 1 à 6,

caractérisé en ce que lesdits coefficients représentatifs de données à émettre sont obtenus par la mise en oeuvre d'une transformation mathématique comprenant les étapes suivantes:

- application d'une transformation de Fourier inverse réelle ;
- 5 - permutation circulaire du résultat de cette transformée inverse de $M/2$ coefficients vers la gauche;
- multiplication par i^n de chacun desdits coefficients

8. Procédé de modulation selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que le signal centré autour de la fréquence Mv_0 s'écrit :

$$10 \quad s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{2M-1} a_{m,n} (-1)^{m(n+L)} i^{m+n} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$$

9. Dispositif de modulation d'un signal multiporteuse de densité $1/(v_0 \tau_0) = 2$, formé de symboles successifs, comprenant chacun M échantillons à émettre, et constitués d'un jeu de $2M$ fréquences porteuses orthogonales au sens réel, l'écart entre deux fréquences porteuses voisines valant v_0 et l'écart entre les
- 15 instants d'émission de deux symboles consécutifs valant τ_0 ,

chacune desdites fréquences porteuses étant modulée selon une même fonction prototype de modulation $g(t)$ présentant une longueur de troncature de $2L\tau_0$,

caractérisé en ce qu'il comprend :

- des moyens de mémorisation temporaire de $2L$ groupes de M sommes
- 20 partielles ;
- des moyens de pondération de $2M$ coefficients complexes représentatifs de données à émettre par des coefficients de pondération représentatifs de ladite fonction prototype $g(t)$;
- des moyens de sommation des coefficients pondérés dans des
- 25 emplacements mémoire prédéterminés respectifs desdits moyens de mémorisation temporaire,
- de façon à former progressivement, sur une durée de $2L\tau_0$, lesdits échantillons à émettre.

10. Dispositif de modulation selon la revendication 9, caractérisé en ce qu'il
- 30 comprend :

- des moyens de transformation mathématique délivrant lesdits coefficients représentatifs de données à émettre au rythme $\tau_0/2M$ et dans l'ordre suivant $(C_{0,j}, C_{M+1,j}), \dots, (C_{M-1,j}, C_{2M-1,j})$;

- 5 - 2LM-M emplacements mémoire de type RAM à écriture et lecture simultanées ;
- N multiplieurs complexes fonctionnant au rythme $N\tau_0/2LM$, N valant 1, 2, 4, ... ou 2L.

11. Procédé de démodulation d'un signal reçu, correspondant à un signal émis multiporteuse de densité $1/(v_0 \cdot \tau_0) = 2$, formé de symboles successifs, représentés
 10 chacun par M échantillons à émettre, et constitués d'un jeu de 2M fréquences porteuses orthogonales au sens réel, l'écart entre deux fréquences porteuses voisines valant v_0 et l'écart entre les instants d'émission de deux symboles consécutifs, ou temps symbole, valant τ_0 ,
 chacune desdites fréquences porteuses étant modulée selon une même fonction
 15 prototype de modulation $g(t)$ présentant une longueur de troncature de $2L\tau_0$, caractérisé en ce que l'on reconstruit une estimation des 2M données réelles émises à un temps symbole donné, à l'aide des étapes suivantes:

- échantillonnage dudit signal reçu à la fréquence d'échantillonnage τ_0/M , délivrant M échantillons complexes reçus ;
- 20 - mémorisation de chacun desdits M échantillons complexes reçus dans un emplacement prédéterminé d'une mémoire d'entrée comprenant 2ML emplacements complexes, dans laquelle ont été préalablement mémorisés $(2L-1)M$ échantillons reçus pendant les $2L-1$ temps symbole précédents ;
- multiplication des 2ML valeurs contenues dans ladite mémoire d'entrée par
 25 des coefficients représentatifs de ladite fonction prototype ;
- repliement temporel, par sommation de 2M séries de L résultats de multiplication, de façon à obtenir 2M valeurs complexes ;
- traitement desdites 2M valeurs complexes pour former lesdites estimations des 2M données réelles émises.

30 12. Procédé de démodulation selon la revendication 11, caractérisé en ce que les 2M valeurs complexes issues de l'étape de repliement temporel entre les instants

$(j+2L-1)\tau_0$ et $(j+2L)\tau_0$ s'écrivent :

$$R_{k',j} = \sum_{q'=0}^{2L-1} \alpha'_{k,q} r_{k'+(j+q')M}$$

$$R_{k'+M,j} = \sum_{q'=0}^{2L-1} \beta'_{k,q} r_{k'+(j+q')M}$$

- 5 où : $r_{k'+(j+q')M}$ représente l'échantillon reçu à l'instant $k'\tau_0 + (j+q')\tau_0/M$;
 $\alpha'_{k,q}$ et $\beta'_{k,q}$ sont lesdits coefficients de pondération.
13. Procédé de démodulation selon l'une quelconque des revendications 11 et 12, caractérisé en ce que :
- $\alpha'_{k,q} = 0$ pour q' impair ;
 - 10 - $\beta'_{k,q} = 0$ pour q' pair.
14. Procédé selon l'une quelconque des revendications 11 à 13, caractérisé en ce que ladite étape de traitement comprend les étapes suivantes :
- application d'une transformation mathématique inverse de celle effectuée lors de la modulation sur lesdites $2M$ valeurs complexes, délivrant $2M$
 - 15 valeurs transformées ;
 - correction de distorsions de phase et/ou d'amplitude dues au canal de transmission ;
 - extraction de la partie réelle desdites valeurs complexes transformées.
15. Procédé de démodulation selon l'une quelconque des revendications 11 à 20 14, caractérisé en ce que lesdites étapes sont mise en oeuvre au rythme τ_0/M des échantillons.
16. Dispositif de démodulation d'un signal reçu, correspondant à un signal émis multiporteuse de densité $1/(v_0 \cdot \tau_0) = 2$, formé de symboles successifs, représentés chacun par M échantillons à émettre, et constitués d'un jeu de $2M$ fréquences
- 25 porteuses orthogonales au sens réel,
l'écart entre deux fréquences porteuses voisines valant v_0 et l'écart entre les instants d'émission de deux symboles consécutifs, ou temps symbole, valant τ_0 ,
chacune desdites fréquences porteuses étant modulée selon une même fonction

prototype de modulation présentant une longueur de troncature de $2L\tau_0$,
caractérisé en ce qu'il comprend :

- des moyens d'échantillonnage dudit signal reçu ;
- des moyens de mémorisation temporaire des échantillons complexes échantillonnés, comprenant $2ML$ emplacements complexes ;
- des moyens de multiplication desdits échantillons mémorisés par des coefficients de pondération représentatifs de ladite fonction prototype ;
- des moyens de repliement temporel, assurant la sommation de L résultats de pondération, de façon à obtenir $2M$ valeurs complexes ;
- des moyens de traitement desdites valeurs complexes, délivrant une estimation de $2M$ données réelles émises à chaque temps symbole.

17. Dispositif de démodulation selon la revendication 16, caractérisé en ce que lesdits moyens de traitement comprennent :

- des moyens de transformation mathématique inverse de celle effectuée lors de la modulation sur lesdites $2M$ valeurs complexes ;
- des moyens de correction de distorsions de phase et/ou d'amplitude dues au canal de transmission ;
- des moyens d'extraction de la partie réelle des valeurs transformées.

18. Dispositif de démodulation selon l'une quelconque des revendications 16 et 17, caractérisé en ce qu'il comprend :

- des moyens de mémorisation comprenant $2ML-M$ emplacements mémoire complexes de type RAM à écriture et lecture simultanée ;
- N multiplieurs complexes fonctionnant au rythme $N\tau_0/2LM$, où N vaut 1, 2, 4 ... ou $2L$;
- des moyens de transformation mathématique fonctionnant au rythme $\tau_0/2M$, dont les entrées, à l'étape j , R_{0j} à R_{2M-1j} sont lues dans l'ordre $(R_{0j}, R_{Mj}), (R_{1j}, R_{M+1j}), \dots (R_{M-1j}, R_{2M-1j})$.

19. Procédé de filtrage délivrant des séries de M valeurs complexes de sortie délivrées à intervalles réguliers, à partir de $2L$ séries de $2M$ valeurs complexes d'entrée,
lesdites M valeurs complexes correspondant à une somme pondérée de $2L$ desdites

valeurs complexes d'entrée à traiter,
caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes, pour chaque série de valeurs complexes d'entrée :

- 5 - calcul de $2LM$ combinaisons linéaires à partir desdits $2M$ coefficients complexes obtenus, les coefficients de pondération étant issus de $2L$ filtres complexes ou réels de taille M ,
de façon à obtenir $2LM$ coefficients;
- 10 - sommation de chacune des valeurs pondérées dans un emplacement mémoire prédéterminé, parmi un ensemble de $2ML$ emplacement mémoire contenant chacun une somme partielle, de façon à former progressivement lesdites valeurs de sortie, dans lesdits emplacements mémoire, sur une durée correspondant à la réception de $2L$ séries de valeurs complexes d'entrée.

1/14

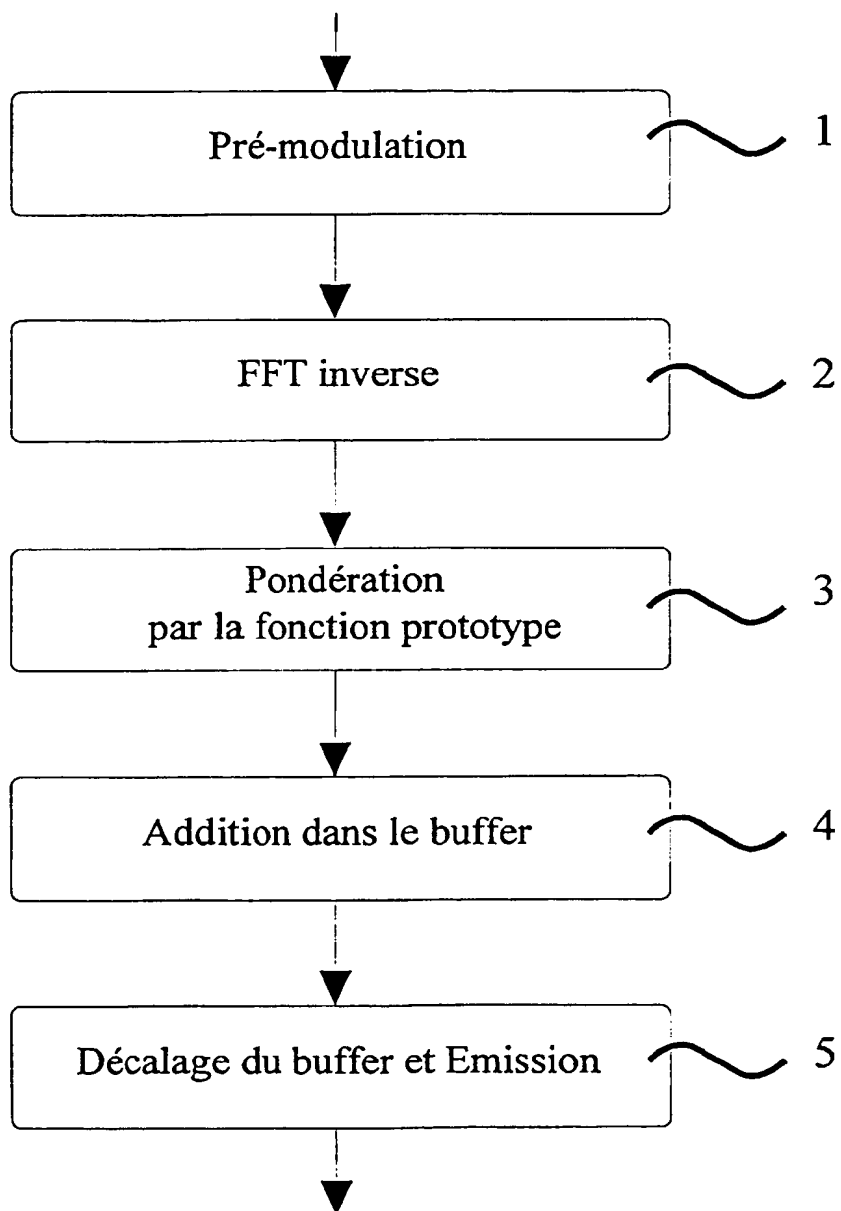


Figure 1

2/14

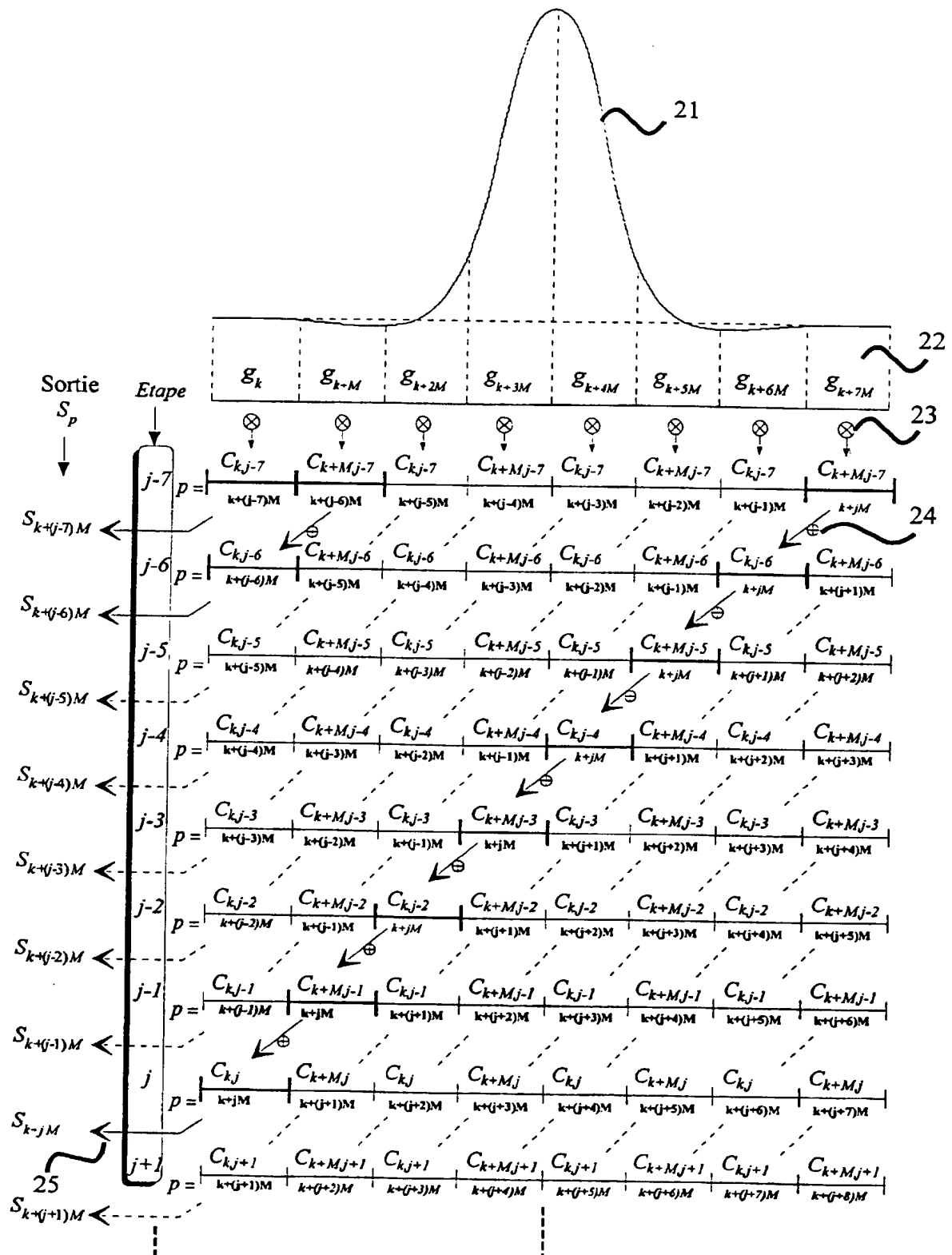


Figure 2

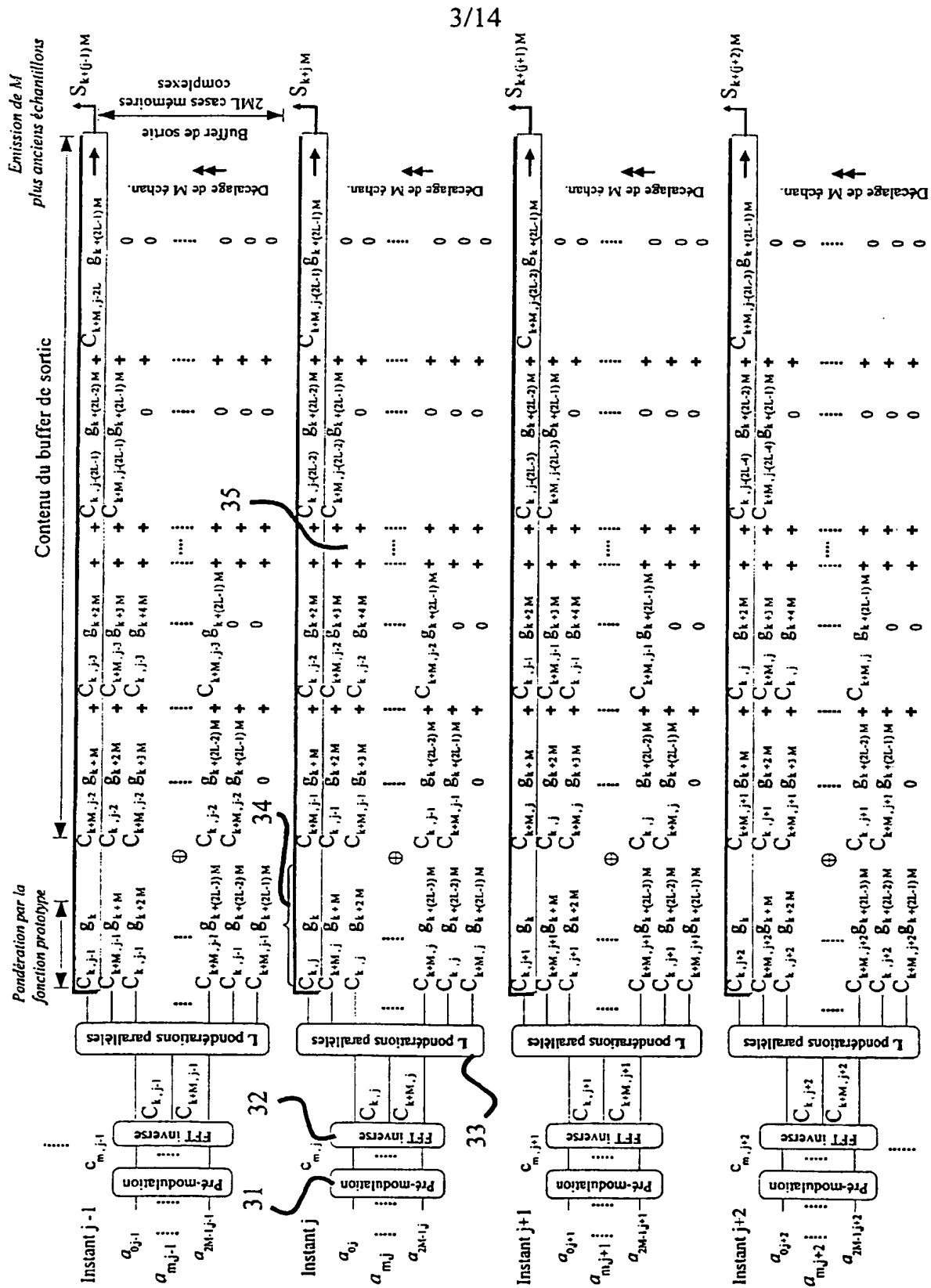


Figure 3

4/14

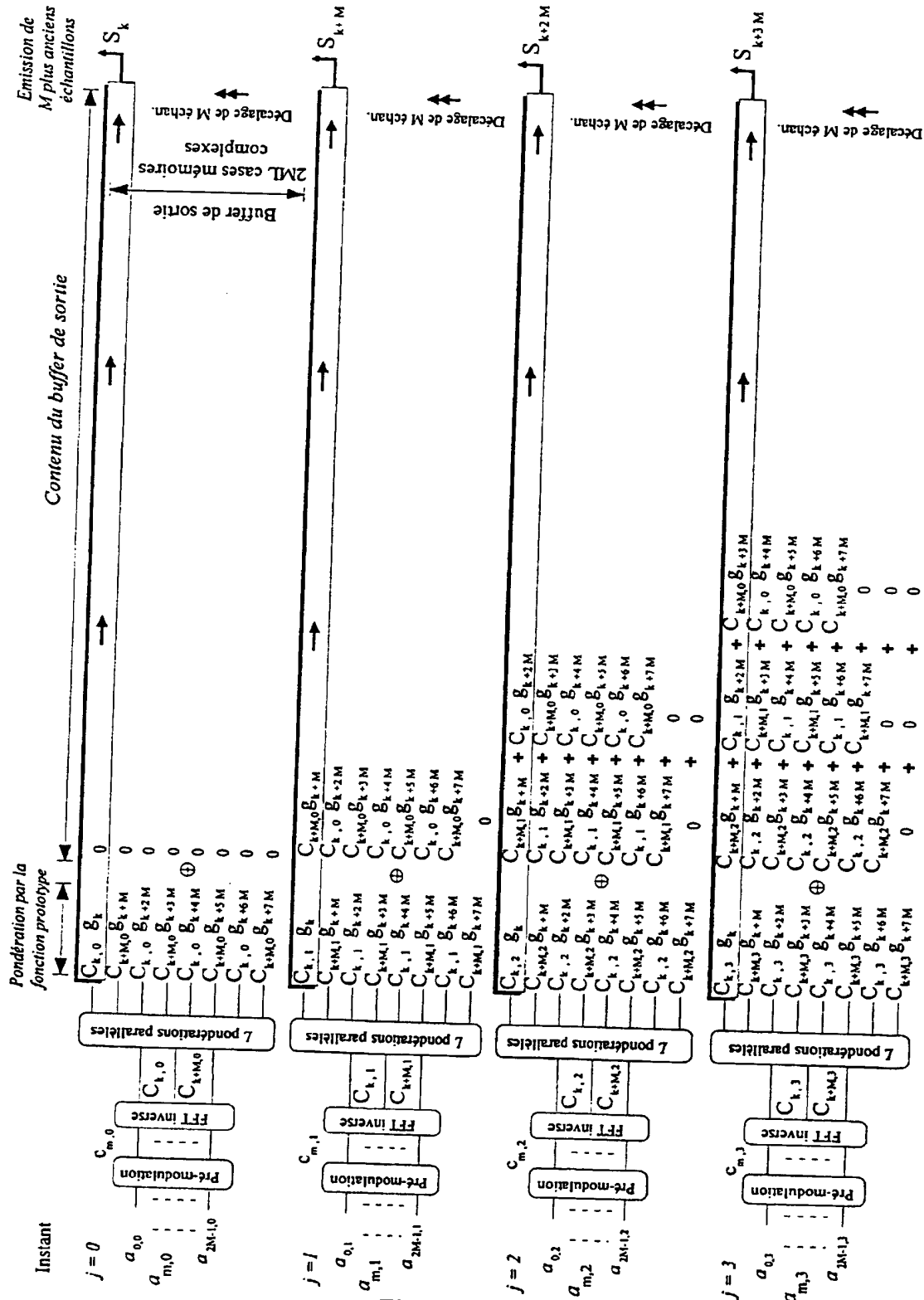


Figure 4

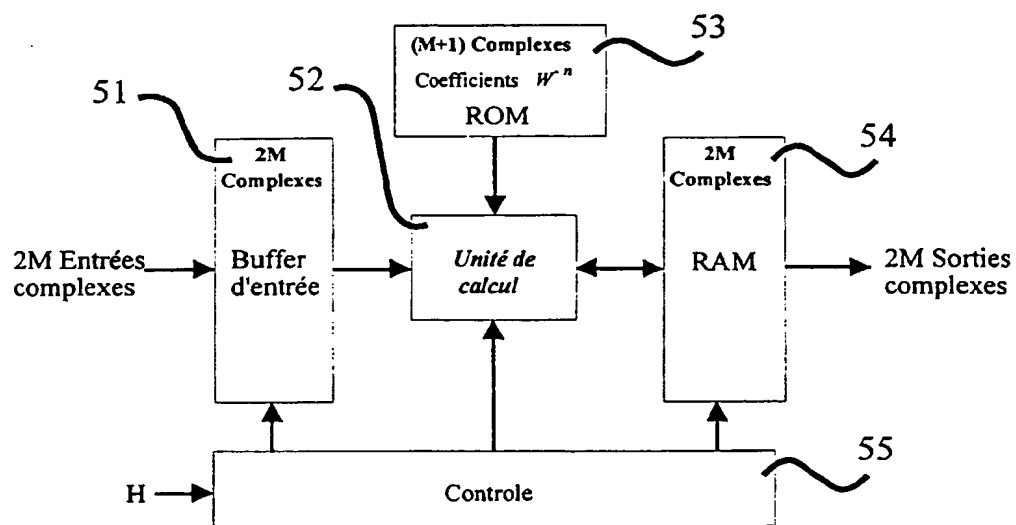


Figure 5

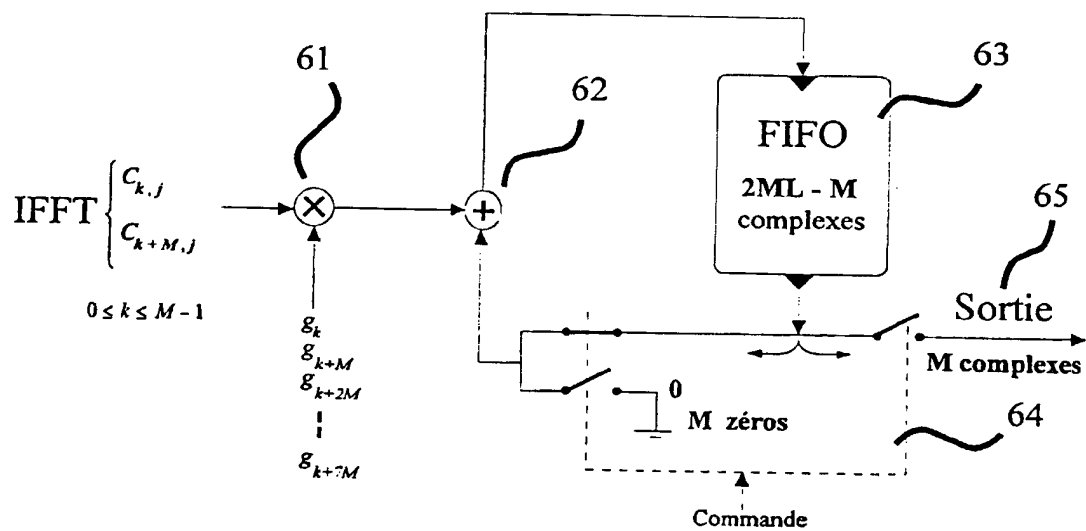


Figure 6A

7/14

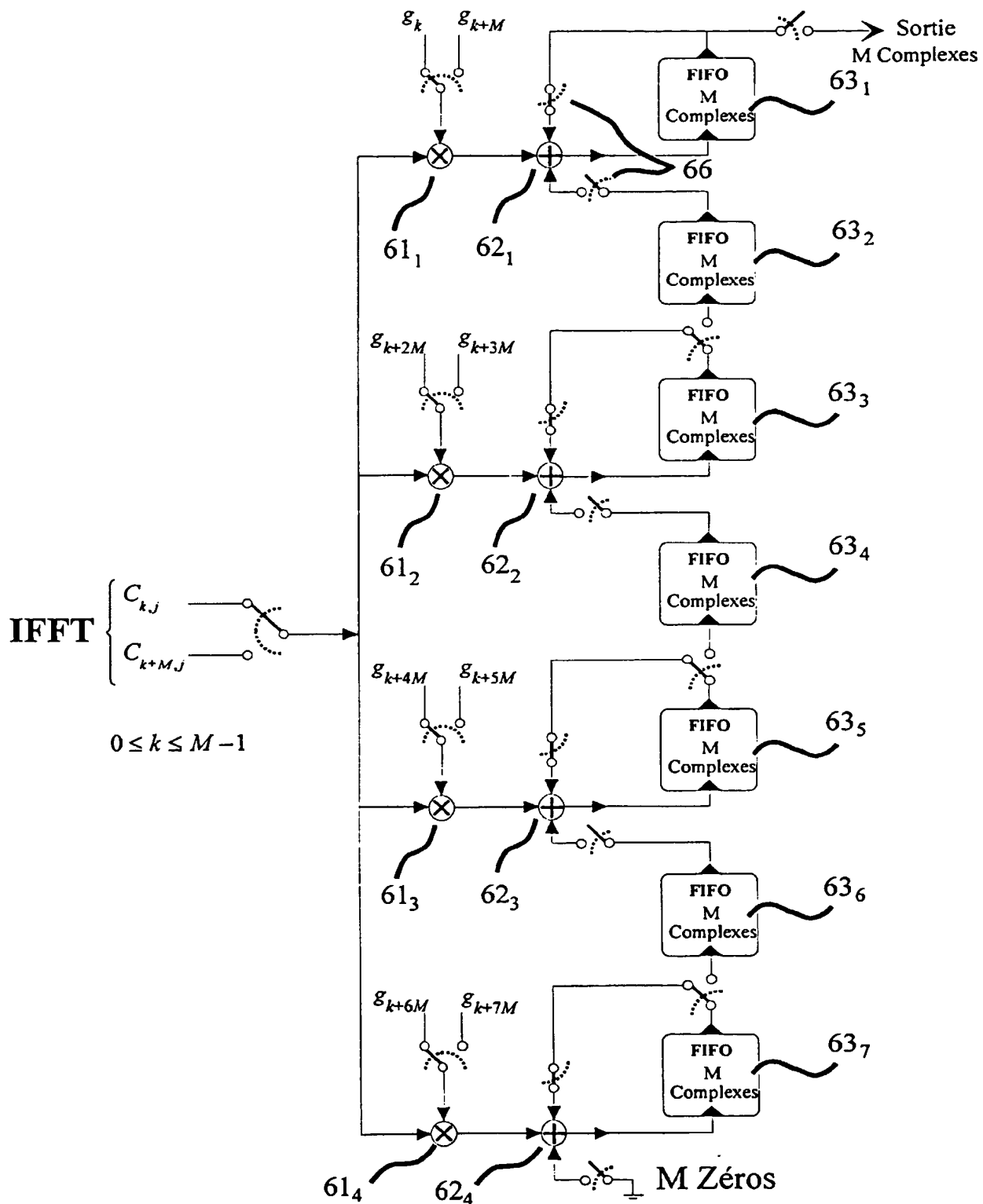


Figure 6B

8/14

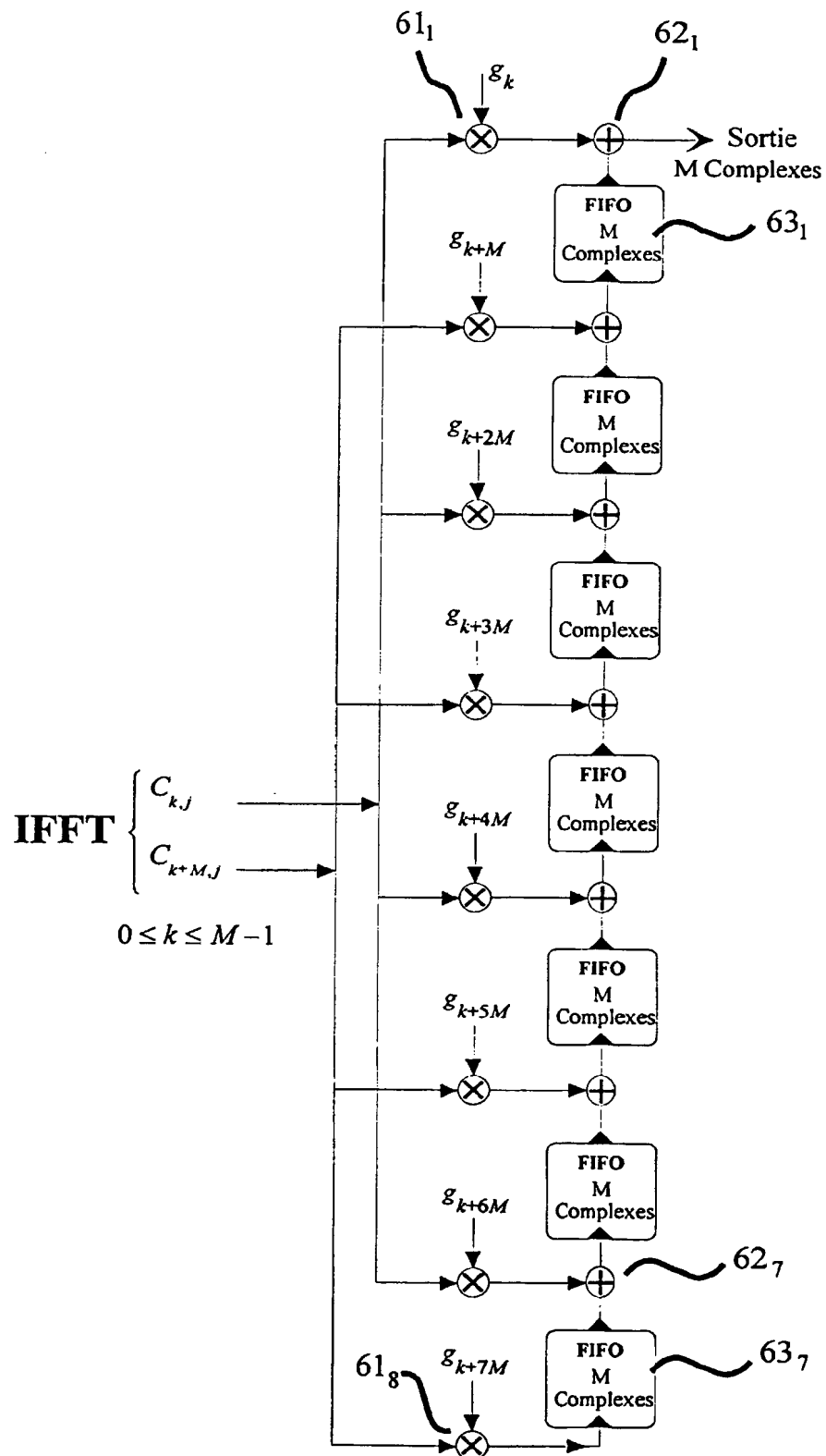


Figure 6C

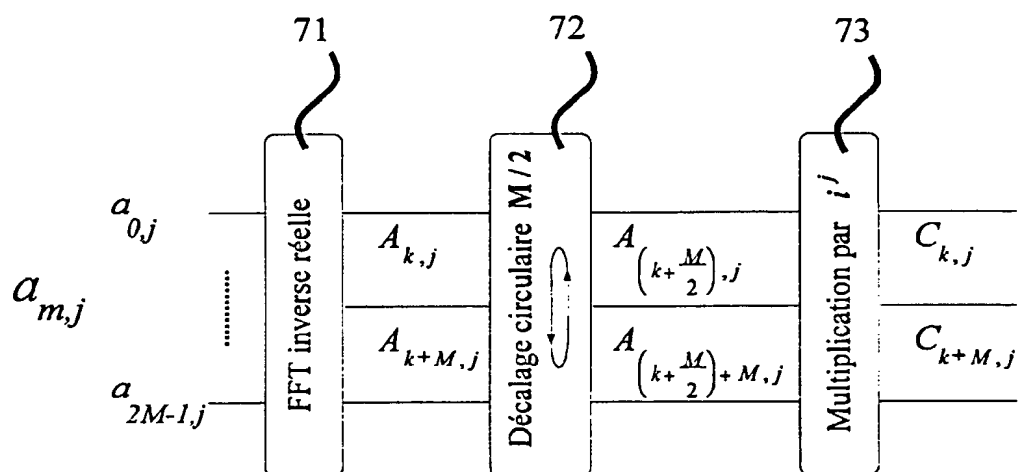


Figure 7

10/14

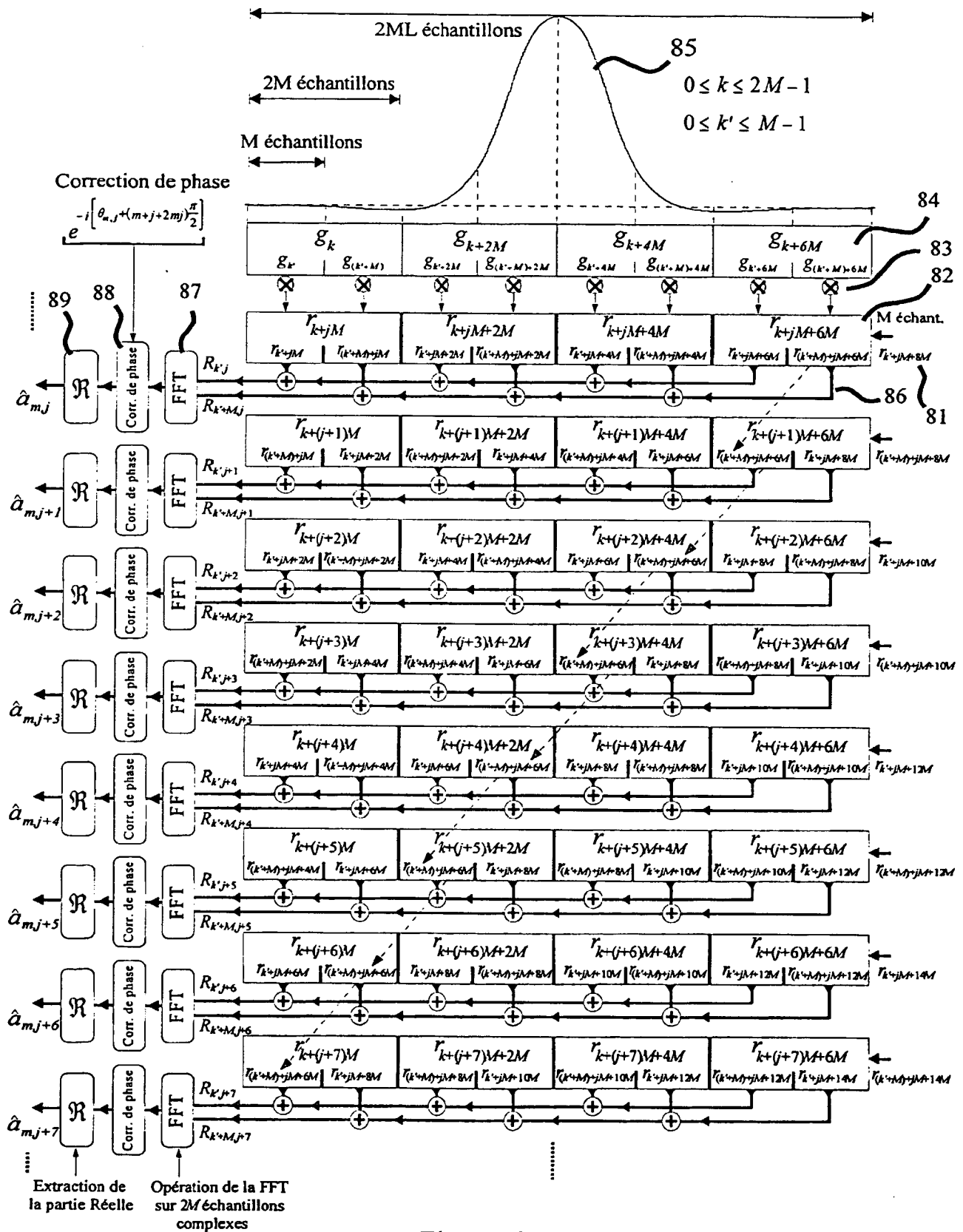


Figure 8

11/14

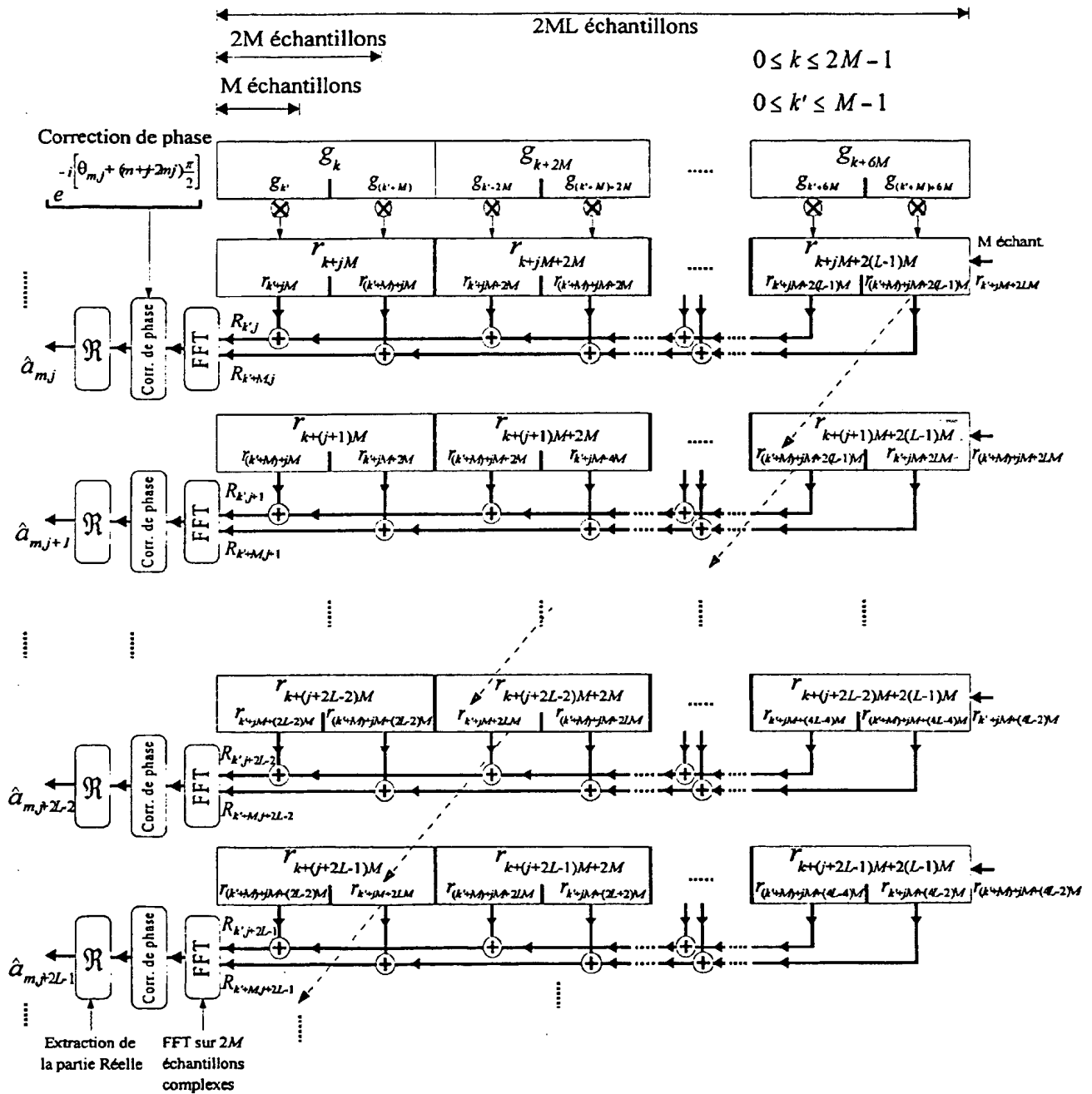


Figure 9

12/14

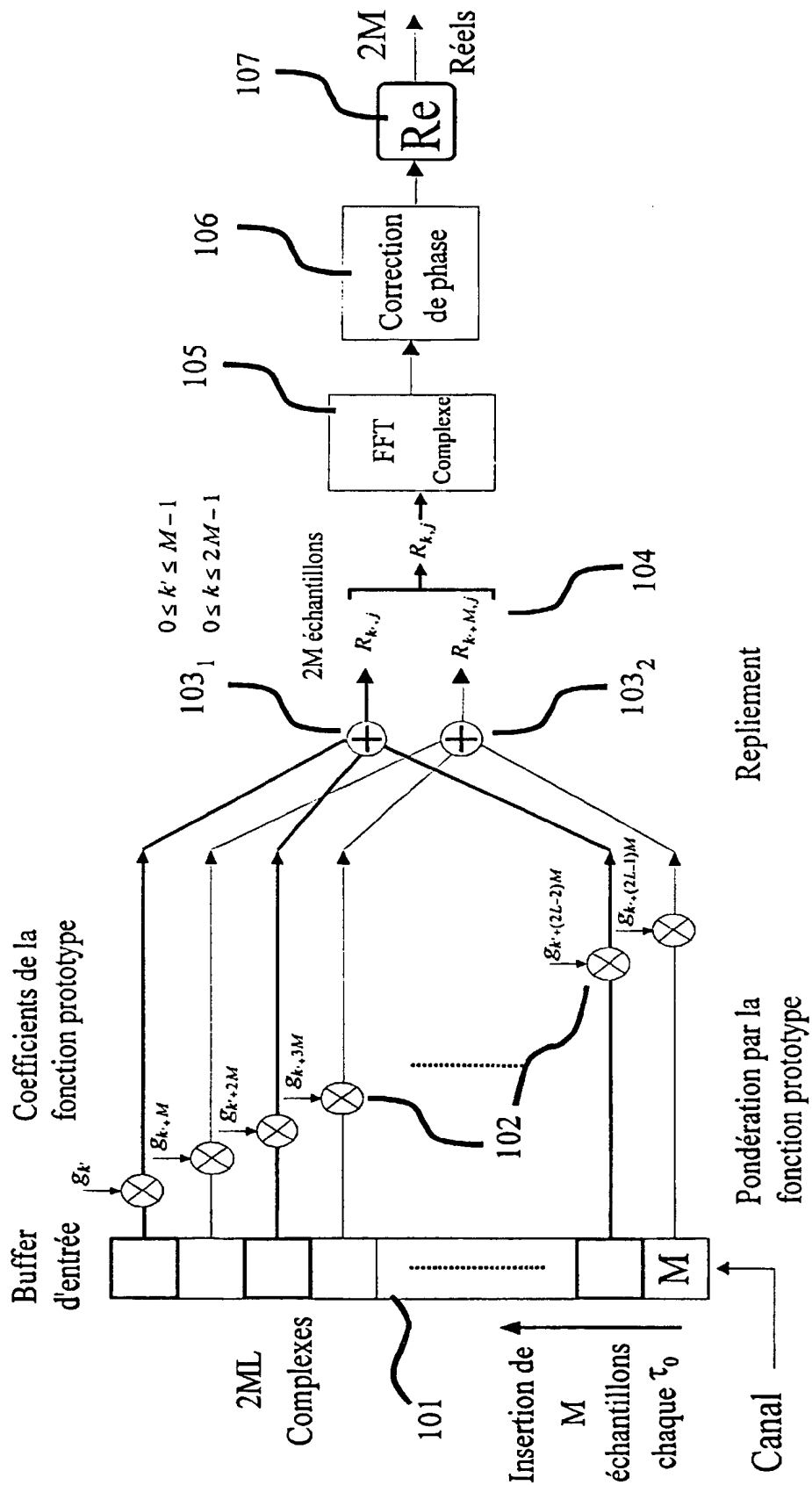


Figure 10

13/14

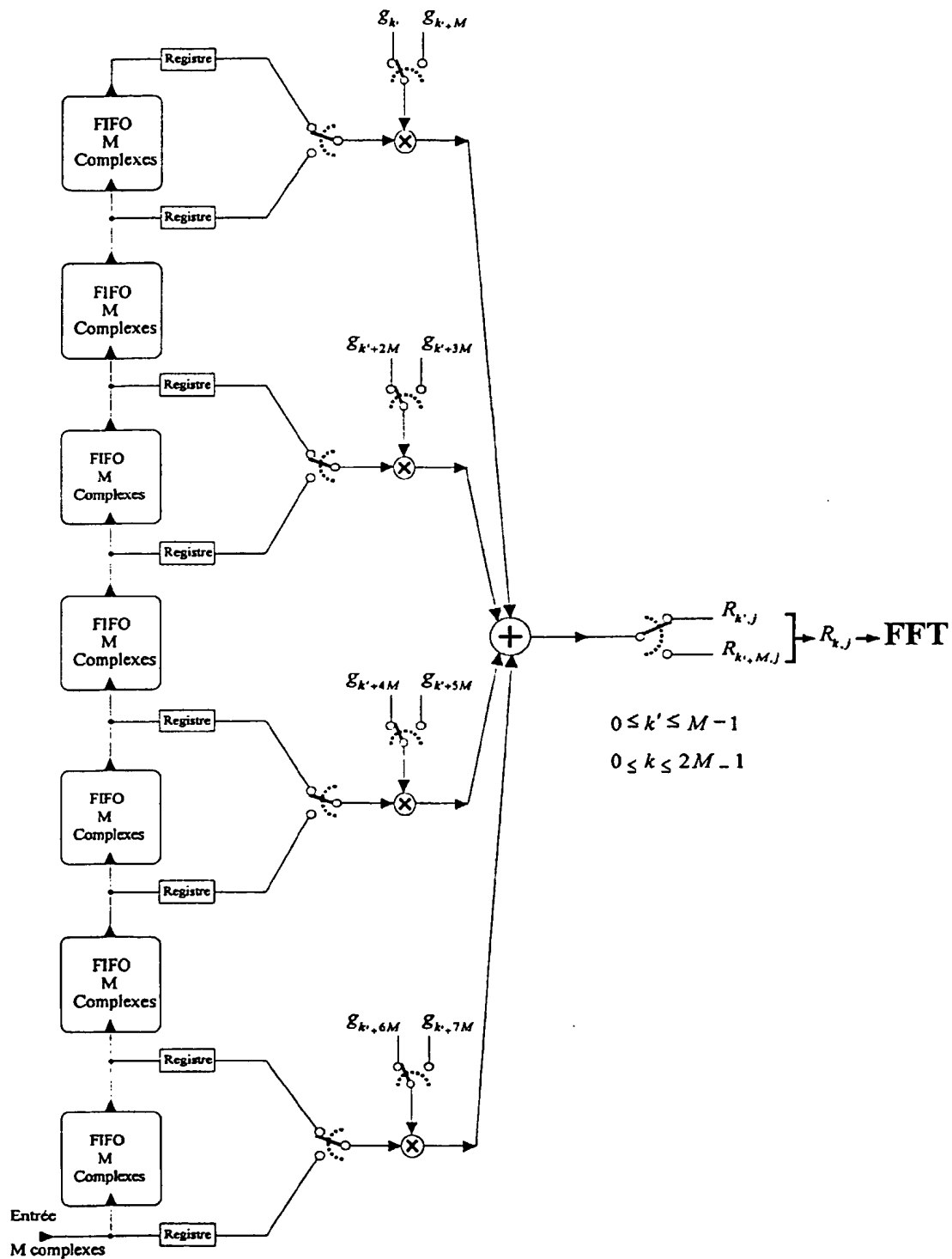


Figure 11

14/14

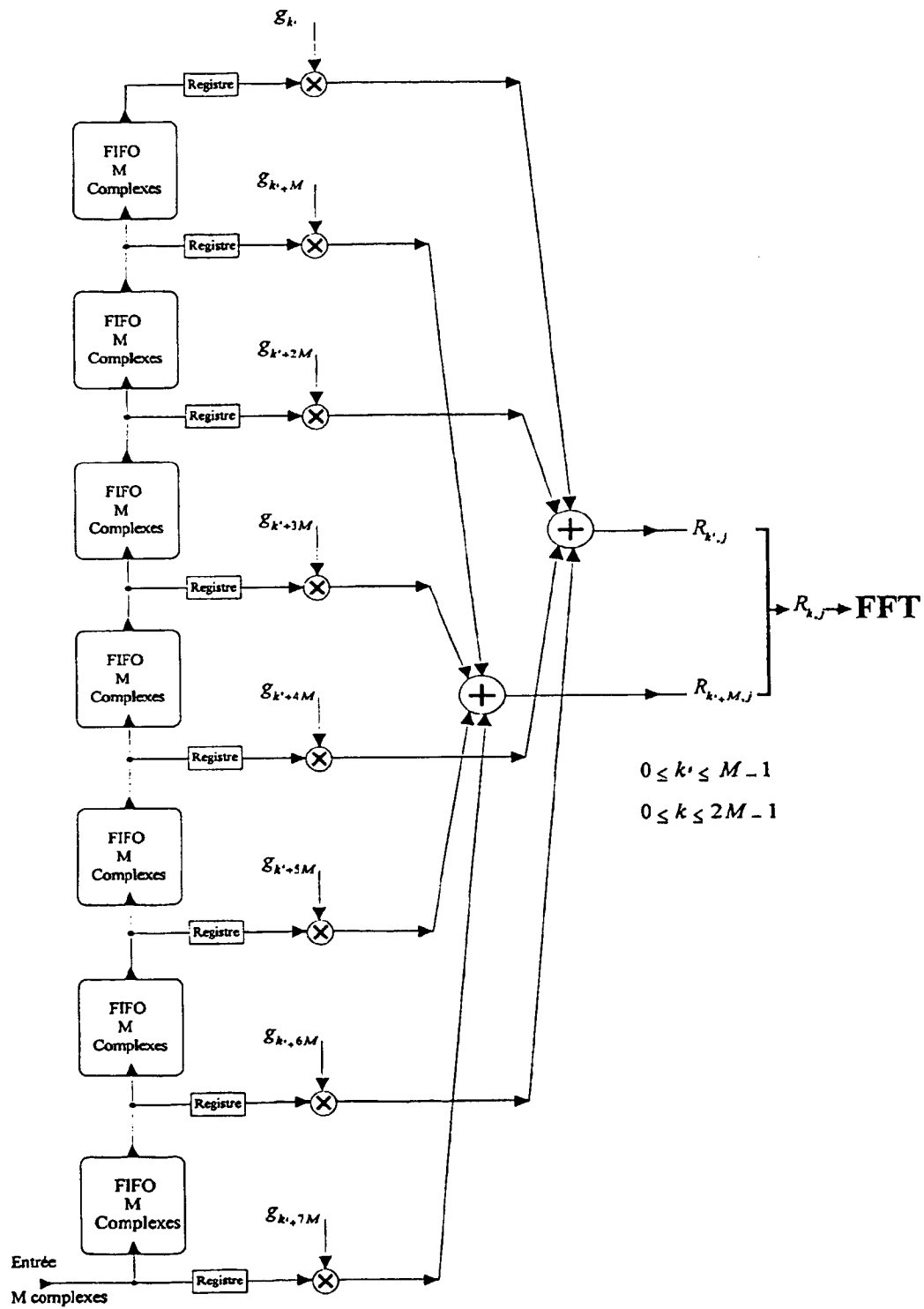


Figure 12

INSTITUT NATIONAL

de la

PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIREétabli sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la rechercheN° d'enregistrement
nationalFA 547153
FR 9708547

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	DANESFAHANI ET AL.: "Multirate extensions to COSSAP and lessons learnt from developing advanced models" IEE COLLOQUIUM ON COMMUNICATIONS SIMULATION AND MODELLING TECHNIQUES, no. 139, 28 septembre 1993, pages 7/1-7/6, XP000577280 * page 2, colonne de droite, alinéa 4 - page 3, colonne de gauche, alinéa 2 *	1-19
A	CROCHIERE & RABINER: "Multirate Digital Signal Processing" 1983, PRENTICE-HALL, ENGLEWOOD CLIFFS, US XP002059943 * page 313, alinéa 7.2.5 - page 325, alinéa 7.2.7 *	1-19
A	FLIEGE: "Orthogonal multiple carrier data transmission" EUROPEAN TRANSACTIONS ON TELECOMMUNICATIONS AND RELATED TECHNOLOGIES., vol. 3, no. 3, mai 1992, MILAN, IT, pages 255-264, XP000304924 * page 255, colonne de droite, alinéa 2 - page 256, colonne de droite, alinéa 4 *	1,9,11, 16,19
A	EP 0 668 679 A (ITALTEL) * colonne 2, ligne 38 - colonne 3, ligne 10 *	1,9,11, 16,19
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
		H04L
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
23 mars 1998		Scriven, P
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intermédiaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>		

1

EPO FORM 1503 03.92 (P04C13)

THIS PAGE BLANK (USPTO)